

**UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERIA.  
FACULTAD DE ELECTROTECNIA Y COMPUTACIÓN.  
INGENIERÍA ELECTRÓNICA.**

**INFORME FINAL DE TRABAJO MONOGRAFICO PARA OPTAR AL TITULO DE  
INGENIERO ELECTRÓNICO.**

**“DISEÑO DE INVERSOR MONOFÁSICO DE 600VA CON SALIDA SENOIDAL  
TIPO MULTINIVEL DE 41 ESCALONE (FASE B).”**

**AUTORES:**

**Mayela Ruiz Chamorro.**

**Jairo Sandoval Castillo.**

**TUTOR:**

**Ing. Manuel Arcia.**

**MANAGUA, NICARAGUA, DICIEMBRE 2013.**

## **Agradecimientos.**

Agradecemos primeramente a DIOS por habernos permitido llegar a este punto de nuestras vidas y habernos dado las fuerzas la salud y vida necesaria para seguir adelante en las adversidades que se presentaron para lograrlos objetivos de este trabajo.

A nuestros padres y madres por apoyarnos incondicionalmente, por sus consejos, preocupaciones, oraciones, valores para ser una persona de bien. Teniendo la fe y constancia en ayudarnos sin desmayar. No dejando a un lado a nuestros hermanos que apoyaron de alguna u otra forma.

Nuestro hermano y estimado amigo Leonardo Aguirre por su hospitalidad y servicio que nos demostró despojándose de lo que tenía para que trabajáramos sin ningún problema, también agradecemos su apoyo indirecto en la realización de este proyecto.

Se le agradece a nuestro profesor el apoyo para la culminación de nuestros estudios como profesionales, transmitiendo el conocimiento necesario para la realización de este trabajo.

Finalmente agradezco a mis colegas de trabajo por apoyarnos unos a otros en las dificultades que tuvimos que pasar como grupo soportándonos unos a otros para no abandonar el objetivo propuesto, de igual forma se le agradece a todas las personas que influyeron positiva y negativamente en la culminación de este proyecto.

## **Dedicatoria**

Dedicamos primeramente esta monografía a nuestro DIOS el Altísimo que nos vida y nos permitió realizar este trabajo. Dedicamos esta monografía a todas las personas que nos aman mucho como son nuestros padres, madres, hermanos y amigos.

También le dedicamos nuestra monografía al Profesor Leonardo Aguirre por habernos brindado su apoyo en darnos un espacio para trabajar y así lograr terminar nuestra construcción del inversor.

## **RESUMEN.**

Esta monografía consiste en el diseño de un inversor multinivel monofásico para generar un voltaje alterno con forma de onda sinusoidal de 41 escalones sintetizado en veinte escalones para el semiciclo positivo, más el nivel cero y veinte niveles de voltajes en el semiciclo negativo de la onda completa.

La topología del inversor multinivel implementado en nuestro proyecto monográfico se conoce como Convertidores de Puentes H en cascada con fuentes de voltajes DC aisladas. Esta configuración requiere el menor número de componentes de entre todas las topologías de inversor multinivel para generar los mismos niveles de voltajes de salida.

Esta tecnología es apropiada no solo en aplicaciones que demanda alta potencia, sino también podemos utilizarlo como interfaz para acoplar fuentes de energías renovables o recursos energéticos distribuidos por varias baterías, paneles solares, turbinas de viento, etc. para ser conectado a través del inversor multinivel para poder suministrar energía a una carga.

Los cuatro puentes H tienen su propia fuente de alimentación de DC independientes con diferentes niveles de tensión, es decir 1VDC, 2VDC, 3VDC, 4VDC. Debido a las altas exigencias que demanda la ejecución del proyecto monográfico procedimos a presentarlo en dos fases:

Fase A: “Diseñar y construir fuentes conmutadas de DC (FASE A) para alimentar inversor multinivel” de la fase B.

Fase B: “Diseño de Inversor monofásico de 600VA con salida sinusoidal tipo multinivel de 41 escalones (Fase B)”.

## **INDICE GENERAL**

<b>I. INTRODUCCION.....</b>	<b>1</b>
<b>II. OBJETIVOS.....</b>	<b>2</b>
<b>III. MARCO TEORICO.....</b>	<b>3</b>
1. Inversores.....	3
2. Inversores Multinivel.....	4
2.1. Inversor por fijación por diodos (DCMLI).....	5
2.1.1. Características Principales.....	5
2.1.2. Ventajas y Desventajas de la Topología.....	6
2.2. Inversores multinivel de condensadores flotantes (FCMLI).....	7
2.2.1. Características Principales.....	7
2.2.2. Ventajas y Desventajas de la topología.....	8
2.3. Inversor multinivel de Puentes H en cascada.....	9
2.3.1. Características Principales.....	10
3. Análisis de la topología puente H en cascada.....	10
3.1. Principales ventajas de la topología.....	13
3.2. Desventajas de la topología.....	13
4. La onda Senoidal.....	13
5. El transistor MOSFET.....	19
5.1. Principio de operación.....	20
5.2. Diodo parasito.....	21
5.3. Capacidades parasitas.....	21
6. Convertidores CD-CD tipo puente H.....	24
6.1. Circuito Charge-Pumps (Bootstrap).....	25
7. Microcontrolador.....	30
7.1. PIC16F877A.....	31
7.1.1. Características principales.....	32
7.2. Cristal de cuarzo.....	33
7.3. Etapas de grabado y quemado del MCU.....	33

7.4. Características deseables de un programa.	36
8. Sistema adquisición de datos.	37
8.1. Comparador de voltaje.	38
8.1.1. Comparadores de IC de propósito general.	39
8.1.2. Detectores de ventanas.	43
8.1.3. Disparadores Schmitt.	44
8.1.3.1. Disparador Schmitt inversor.	45
8.1.3.2. Disparador Schmitt no inversor.	47
8.1.3.3. Desvío de la VTC (OPAMP con una fuente de voltaje).	48
9. Conversión Digital-analógico.	51
9.1. Resolución (tamaño de paso).	54
9.1.1. Porcentaje de resolución.	55
9.2. Convertidor digital análogo Red de escalera R-2R.	55

#### **IV. MATERIALES Y METODOS.....58**

1. Descomposición Factorial del Inversor Multinivel.	58
2. Diseño y Construcción del Inversor.	58
2.1. Descripción y Asignación de pines del PIC16F877A.	59
2.2. Diagrama de flujo del algoritmo de control del Inversor Multinivel.	61
2.3. Diseño y construcción de los circuitos de potencia, (Puente-H).	61
2.3.1. Niveles del Inversor multinivel.	63
2.3.2. Conmutación de los interruptores de los puentes H.	65
2.3.3. Calculo del tiempo de conmutación.	70
2.3.4. Controlador de MOSFET.	74
2.3.5. Circuitos Bootstrap.	75
2.3.6. Calculo de la potencia de salida del Inversor.	80
2.4. Sistema de adquisición de datos.	80
2.4.1. Circuito de adquisición de voltaje de salida ac del Inversor.	81
2.4.2. Circuito de adquisición de voltaje de batería.	86
2.4.3. Circuito de adquisición de corriente de salida alterna del inversor.	90
2.4.4. Circuito de adquisición de la frecuencia de salida del inversor.	96
2.4.5. Circuito comparador de voltaje.	100

2.4.6. Circuito detección de falla del inversor (CDA).-----	108
2.5. Control de mando con pantalla LCD.-----	110
2.6. Procedimiento de diseño de la tarjeta de circuito impreso del inversor.-----	111
3. Requerimientos del Inversor Multinivel.-----	113
<b>V. PRESENTACION DE RESULTADOS.....</b>	<b>115</b>
<b>VI. CONCLUSIONES.....</b>	<b>124</b>
<b>VII. RECOMENDACIONES.....</b>	<b>125</b>
<b>VIII. BIBLIOGRAFIA.....</b>	<b>127</b>
<b>IX. ANEXOS.....</b>	<b>130</b>

## **I. Introducción.**

Como forma de culminación de estudios para optar al título de Ingeniero Electrónica se decidió diseñar e implementar el proyecto, de un inversor multinivel alimentado por fuentes conmutadas, con la realización de este se demuestran los conocimientos adquiridos en las diferentes asignaturas a lo largo de los estudios universitarios.

Este proyecto resulta innovador porque este tipo de tecnología de inversor (multinivel) no ha sido implementada en otros proyectos dentro de la universidad, solo inversores de tipo seno modificado, que son poco eficientes, lo mismo a nivel nacional no hay evidencia que se estén desarrollando este tipo de dispositivos.

En investigaciones previas se consultó información acerca del funcionamiento, características y desempeño del inversor multinivel, por la complejidad y costo económico que conlleva construir un prototipo funcional se decidió ejecutar el proyecto en dos fases complementarias. En este documento presentaremos la fase B de la monografía la cual consiste en diseñar e implementar un inversor multinivel monofásico de cuarenta y un escalones, usando cuatro puentes H en cascada con sistema de control mediante microcontrolador, para conseguir una señal sinusoidal de 120Vrms en 60Hz con potencia de salida de 600VA.

También se diseñó e implemento un sistema de adquisición de datos que permita monitorear desde una pantalla LCD las variables eléctricas de la señal de salida del inversor multinivel como: corriente, voltaje, estado del voltaje de batería etc. Además de los circuitos de protección contra sobre corriente, sobre voltaje, batería baja para proteger el equipo e informar al usuario del estado de operación del mismo.

Para el diseño del inversor y el sistema de adquisición de datos se adoptaron los principios generales de diseño de todo sistema electrónico, como son la división y la organización para resolver el problema. En el documento se abordan todos los fundamentos y la teoría que permitieron resolver el problema del diseño del inversor multinivel.





## II. OBJETIVOS.

### Objetivo general:

Diseñar inversor multinivel monofásico de cuarenta y un escalones pico a pico usando cuatro puentes H en cascada con sistema de control mediante micro controladores, para conseguir señal sinusoidal de 120Vrms en 60Hz con potencia de salida de 600VA.

### Objetivos específicos:

1. Diseñar cuatro puentes tipo H y conectar los mismos en cascada para obtener salidas en forma escalonada (multinivel).
2. Monitorear y presentar en pantalla LCD las variables :
  - Corriente de salida.
  - Voltaje de salida.
  - Voltaje de la batería.
  - Avisos de fallas en el inversor multinivel.
3. Implementar un algoritmo de control para el inversor multinivel usando el microcontrolador PIC16F877.
4. Garantizar la interoperabilidad de la fase "A" con la fase "B" de las monografías.

### **III. Marco teórico.**

#### **1. Inversores.**

La función de un inversor es cambiar un voltaje de entrada en corriente directa CD a un voltaje simétrico de salida CA con magnitud y frecuencia deseadas. El voltaje y la corriente de entrada del inversor pueden ser fijos o variables y pueden ser obtenidos del voltaje de línea o de un generador de voltaje de corriente alterna a través de un rectificador y un filtro. También, pueden ser obtenidos de una batería, una celda de combustible o de un arreglo de celdas solares. (Rashid, 2004)

Si se modifica el voltaje de entrada de CD y la relación del inversor se mantiene constante, es posible obtener un voltaje variable de salida, por otra parte, si el voltaje de entrada en CD es fijo y por lo tanto no es controlable, se puede obtener un voltaje de salida variable si se varía la relación del inversor. Esto por lo general se hace utilizando algún tipo de modulación, como es la modulación por ancho de pulso PWM que permite controlar tanto la relación como la frecuencia del inversor, la relación del inversor se puede definir como la división entre el voltaje de salida CA y el voltaje de entrada CD. (Rashid, 2004)

En los inversores, las formas de onda del voltaje de salida deberían ser senoidal, sin embargo en los inversores reales no son senoidales, y contienen ciertas armónicas. Para aplicaciones de baja y mediana potencia, se pueden aceptar los voltajes de onda cuadrada o casi cuadrada; para aplicaciones de alta potencia, son necesarias las formas de onda de baja distorsión.

Cada tipo de inversor puede utilizar dispositivos de conmutación con activación y desactivación controlada como lo son los transistores bipolares BJT, los transistores bipolares de compuerta aislada IGBT, los transistores de efecto campo de metal-óxido MOSFET, los tiristores, entre otros.

Los inversores son ampliamente usados y algunas de sus aplicaciones pueden ser las siguientes:

- Controladores de motores de corriente alterna.
- Fuentes de poder ininterrumpibles (UPS).
- Fuentes de corriente alterna.
- Generadores o compensadores estáticos de potencia reactiva.
- Los inversores también pueden ser utilizados para resolver problemas de distorsión en la red eléctrica como: contaminación por armónica, mala regulación, bajo factor de potencia etc.

## **2. Inversor multinivel.**

Actualmente los inversores multinivel se han consolidado como una excelente opción para convertir energía CD-CA con un incremento en las aplicaciones donde la conversión de la energía se realiza mediante inversores multinivel.

La forma más general de entender los inversores CC/CA multinivel consiste en considerarlos como sintetizadores de tensión, la tensión alterna de salida de valor elevado, se sintetiza a partir de los diferentes niveles de tensión continua de entrada de valor más pequeño, accionando apropiadamente los interruptores del inversor (Barcenás, 2002).

Los inversores multinivel incluyen un arreglo de semiconductores junto con las fuentes de tensión, las conmutaciones continuas de estos semiconductores, generan una onda de voltaje de salida escalonada o multinivel. (Sanchez, 2004)

Mientras mayor es el número de niveles de un inversor, mayor será el número de componentes y más complicado resulta el control para éste, lo que influye en la confiabilidad del equipo pero, por otro lado, el voltaje de salida tendrá mayor cantidad de escalones y los semiconductores trabajarán con voltajes más reducidos (Barcenás, 2002). Básicamente existen tres topologías de inversores multinivel que han sido objeto de estudio y aplicación actualmente, estos son:

- Inversor con fijación por diodos (Diode-Clamped Converter).
- Inversor con capacidades flotantes (Flying-Capacitor Converter).
- Inversor con conexión en cascada de puentes monofásicos.

## 2.1. Inversor por fijación por diodos (DCMLI).

La función principal de un inversor multinivel de diodos de enclavamiento es sintetizar una onda sinusoidal a partir de varios niveles de tensión, normalmente obtenida de condensadores que funcionan como fuentes de DC. Los condensadores utilizados se conectan en serie para dividir la tensión y de esta manera, los dispositivos de potencia operan con una tensión menor entre sus terminales (Reyes, 2012).

La Figura III.2.1.1. Inversor multinivel de 3 niveles, esta es la primera topología multinivel práctica que se utilizó y que aún es estudiada.

La salida de tensión se obtiene conectando la carga entre los puntos A y B formando un puente completo, esta estructura puede extenderse a cualquier número de niveles; sin embargo, presenta como desventaja desbalances de tensión en el bus de cd (Reyes, 2012).

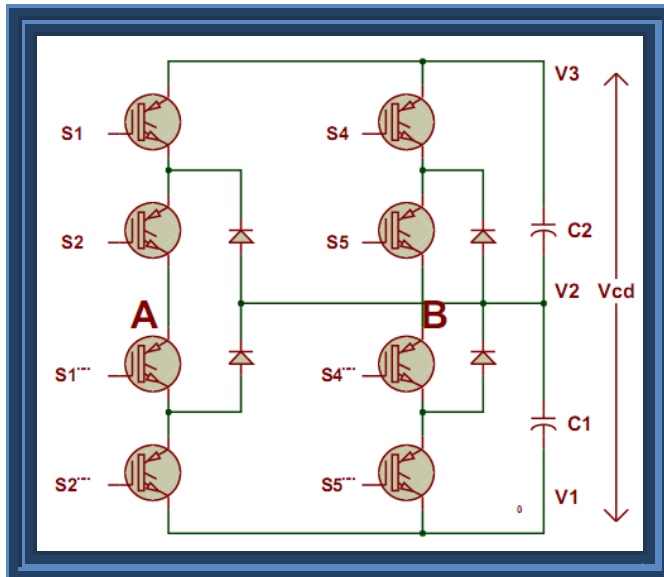


Figura III.2.1.1. Inversor multinivel de 3 niveles Monofásico.

### 2.1.1. Características principales.

Las características más significativas y que describen a la estructura son las siguientes:

- El esfuerzo en tensión de los dispositivos se balancea con el número de niveles, ya que la tensión que debe manejar cada dispositivo es menor.
- Debido a su principio de operación los diodos de enclavamiento de ésta pueden llegar a manejar la tensión de más de un nivel, aunque los interruptores principales sólo manejen la tensión de un solo nivel. Lo anterior provoca que se tenga que utilizar la conexión en serie de diodos para repartir las tensiones.
- Los diodos de enclavamiento permiten fijar los niveles de tensión en la salida.

### **2.1.2. Ventajas y desventajas de la topología.**

Como una conclusión para esta topología se presenta lo siguiente:

#### **Ventajas:**

- Cuando el número de niveles es suficientemente grande, el contenido armónico será lo suficientemente bajo como para evitar el uso de filtros en la salida del inversor.
- Es posible conseguir una eficiencia alta ya que todos los dispositivos pueden ser conmutados a la frecuencia de la fundamental.
- El flujo de potencia reactiva puede ser controlado. Esto es, utilizar la energía reactiva para cargar y descargar los condensadores del bus de CD permitiendo controlar su tensión.
- El método de control es simple para un sistema multinivel rectificador-inversor. El objetivo es utilizar un convertidor CA/CD multinivel para proporcionar las tensiones en los condensadores del bus de CD, sin embargo, el número de dispositivos semiconductores se incrementan.

#### **Desventajas:**

- Se requiere un número excesivo de diodos de enclavamiento cuando el número de niveles es alto. Lo anterior se produce debido a que los diodos de enclavamiento manejan tensiones iguales o mayores a un nivel, y

cuando son mayores a un nivel se tienen que conectar en serie para dividir la caída de tensión de manera equitativa.

- Es difícil obtener el control del flujo de potencia real para inversores individuales. Debido a que al manejar energía activa sólo se obtiene energía de los condensadores, estos tienden a descargarse, provocando un desbalance de tensión en el bus de cd.

## 2.2. Inversor multinivel de condensadores flotantes (FCMLI).

Para este tipo de inversor multinivel, la salida puede expresarse como las posibles combinaciones de conexión de los condensadores de los que se compone, su estructura es parecida al DCMLI pero utiliza condensadores en lugar de diodos para establecer los niveles de tensión (Reyes, 2012).

En la Figura III.2.2.1 se observa que no necesita de diodos extra para proporcionar los niveles de tensión.

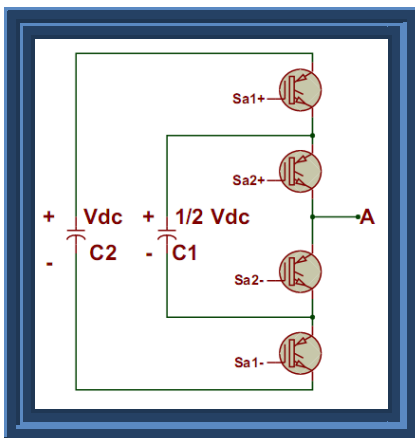


Figura III.2.2.1. Inversor multinivel de condensadores flotantes de 3 niveles.

### 2.2.1. Características principales.

- Los condensadores ven un rizo de corriente a la frecuencia fundamental, o a una mayor, dependiendo de la estrategia de modulación.

- El arranque es más complejo que la topología DCMLI. Debido a su misma estructura, esta topología presenta el inconveniente de necesitar cargar previamente los condensadores antes de empezar a operar como inversor, lo anterior implica una posible secuencia de arranque o utilizar algún sistema externo para monitorear la carga de los condensadores y mantenerlos a la tensión deseada.
- El esfuerzo en tensión de los dispositivos se balancea con el número de niveles. Al aumentar el número de niveles la tensión que debe manejar cada dispositivo es menor.
- Proporciona diferentes combinaciones de conmutación en los dispositivos para una misma tensión de salida, permitiendo tener flexibilidad para mantener la carga en los condensadores.

### **2.2.2. Ventajas y desventajas de la topología.**

#### **Ventajas:**

- Una gran cantidad de condensadores de almacenamiento proporcionan capacidad extra de energía.
- Proporciona combinaciones extra de conmutación para balancear los niveles de tensión. Esto también es utilizado para balancear las pérdidas por conmutación o por conducción de los dispositivos semiconductores.
- Cuando el número de niveles es alto, el contenido armónico será suficientemente bajo como para utilizar un filtro de salida.
- La eficiencia es alta debido a que es posible conseguir conmutaciones en los dispositivos a la frecuencia fundamental.

#### **Desventajas:**

- Se necesita un número excesivo de condensadores cuando el número de niveles es alto, son difíciles de implementar y más caros cuando requieren condensadores voluminosos.

- El control del inversor es complicado, ya que se necesita controlar la tensión de los condensadores y además realizar la función de inversor como tal. Debido a lo anterior la frecuencia de conmutación y las pérdidas por conmutación serán altas.

### 2.3. Inversor multinivel de puente H en cascada.

El inversor multinivel cascado consiste en una serie de inversores en puente H. la función general de un inversor multinivel de este tipo es del de sintetizar un voltaje deseado a través de varias fuentes de voltaje de CD separadas. Estas fuentes pueden ser obtenidas a través de baterías o celdas de combustibles. (cenidet, 2006). En la figura III.2.3.1 presentamos la configuración típica de esta topología.

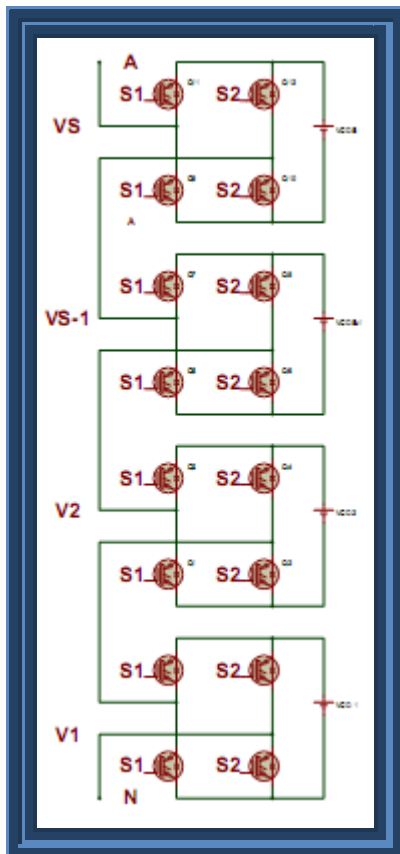


Figura III.2.3.1. Estructura de Inversor multinivel en cascada para un sistema de m niveles.



Cada uno de estos inversores monofásicos permite obtener tres tensiones de rama diferentes. Este tipo de inversor evita el uso de diodos de enclavamiento o condensadores de balanceo de tensión. También, se puede obtener una mínima distorsión armónica al controlar los ángulos de disparo de los diferentes niveles de tensión.

### **2.3.1. Características principales.**

- La tensión de fase es la suma de las tensiones de salida de los inversores puente completo individuales.
- Gran flexibilidad para poder incrementar el número de niveles, ya que sólo se necesita agregar inversores sin tener que rediseñar la etapa de potencia.
- Conforme aumenta el número de niveles, la tensión que soportan los dispositivos semiconductores disminuye, debido a que cada inversor maneja solo la tensión presente en su fuente de alimentación.
- Es posible balancear las pérdidas por conmutación, ya que dependiendo del número de niveles es posible que diferentes conexiones de inversores puente completo proporcionen la misma tensión en la salida del inversor multinivel. (Reyes, 2012)

### **3. Análisis de la topología puente H en cascada.**

Para convertidores DC-CA, el inversor Puente H en cascada necesita fuentes DC separadas. La estructura monofásica de un inversor en cascada de m-niveles es mostrada en la Figura III.3.1. Cada fuente DC separada es conectada a un inversor puente H que puede generar tres salidas de voltajes distintos,  $+V_{dc}$ , 0, y  $-V_{dc}$  conectando la fuente DC a la salida AC a través de diferentes combinaciones de los cuatro switches: S1, S2, S3, S4.

Para obtener  $+V_{dc}$  los switches S1 y S4 deben estar cerrados, mientras que  $-V_{dc}$  se obtiene cerrando los switches S2 y S3, cerrando los pares S1 y S2 o S3 y S4,

la tensión de salida es nula, cualquier otra combinación no es permitida pues provocara un corto circuito en la fuente DC del módulo.

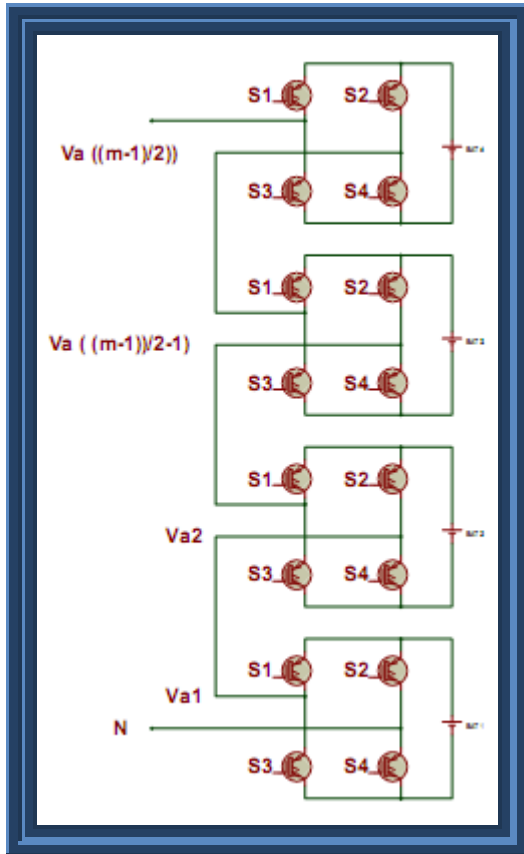


Figura III.3.1. Estructura de un Inversor en cascada de m niveles.

Los puentes H se pueden conectar en cascada (serie, paralelo), y dependiendo del número de puentes que se conecten, se podrá obtener un número diferente de niveles de tensión, el funcionamiento de un puente H se resume en la Tabla III.3.1

$V_{an}$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$
$V_{dc}$	1			1
0	1	1		
0			1	1
$-V_{dc}$		1	1	

Tabla III.3.1. Secuencia de encendido de un Puente H para general los 3 estados posibles.

En la Figura III.3.2 se observa la secuencia de conmutación necesaria para obtener 5 niveles, en el cual solo se considera la primera rama del inversor, en la Tabla III.3.2 se presenta una lista de las posibles combinaciones de voltajes y sus estados correspondientes de interruptor.

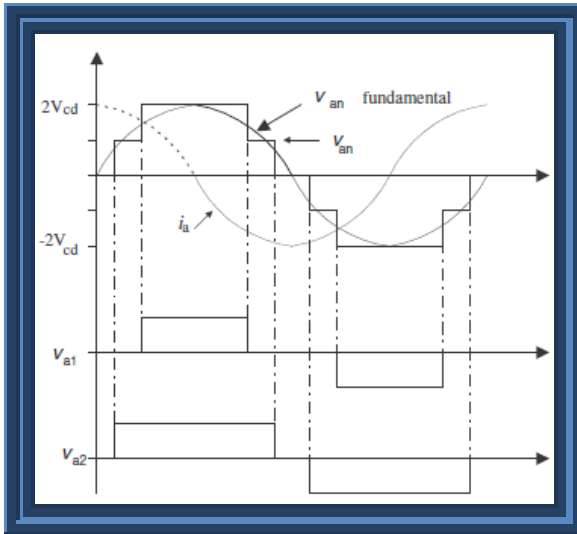


Figura III.3.2. Forma de onda de salida de voltaje de 5 niveles.

Salida	Estado de Conmutación							
$V_{a2}$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$\bar{S}_1$	$\bar{S}_2$	$\bar{S}_3$	$\bar{S}_4$
$2V_{dc}$	1	0	1	0	0	1	0	1
$V_{dc}$	1	0	1	1	0	1	0	0
0	1	1	1	1	0	0	0	0
$-V_{dc}$	0	1	0	0	1	0	1	1
$-2V_{dc}$	0	1	0	1	1	0	1	0

Tabla III.3.2. Secuencia de encendido para generar 5 niveles.

En esta topología el número de niveles  $m$ , se calcula en función del número de fuentes de cd que tengamos, de la siguiente manera:

$$m = 2s + 1 \text{ Ecuación III.3. 1}$$

En el caso de que se quieran más niveles, es cuestión de agregar los puentes completos deseados y las fuentes que los alimentan. La tensión en la salida se obtiene por medio de la suma de las tensiones que cada inversor individual proporciona, entonces la tensión  $V_{AN}$  se puede expresar como: (Reyes, 2012)

$$V_{AN} = V_1 + V_2 + \dots + V(S-1) + VS \dots \text{Ecuación III.3.2}$$

### 3.1. Principales ventajas de esta topología.

- Aporta modularidad y flexibilidad a la hora de expandir el número de niveles debido a que todos los niveles tienen la misma estructura. La modularidad de la estructura permite un fácil mantenimiento de la misma.
- El número de interruptores requeridos para cada nivel es el mismo que en las dos topologías anteriormente descritas, pero no es necesaria la utilización de condensadores flotantes ni diodos de sujeción añadidos, por lo que el número total de elementos del convertidor es menor.

### 3.2. Principales desventajas de esta topología.

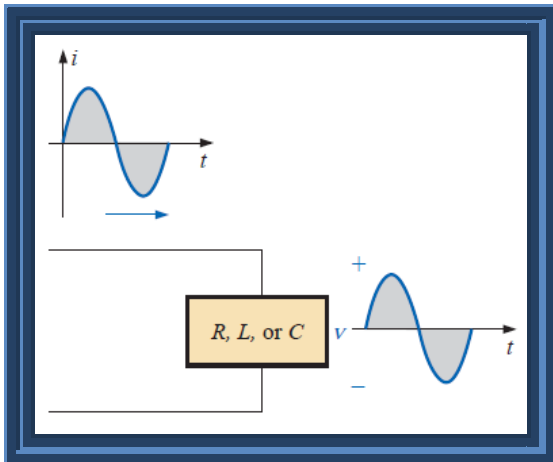
- Involucra un control complejo.
- Las fuentes de alimentación aisladas de cada puente-H suponen un costo elevado. Estas se pueden obtener a partir de varios transformadores, de un único transformador con múltiples secundarios aislados, o bien a partir de fuentes de continua como pueden ser las baterías, células fotovoltaicas o pilas de combustible.

## 4. La Onda Senoidal.

El voltaje senoidal de CA está disponible a partir de diversas fuentes, la más común es el típico contacto eléctrico doméstico, el cual proporciona un voltaje de CA que se origina en una planta de energía, tal planta de energía por lo regular se alimenta mediante energía hidráulica, aceite, gas o fusión nuclear (Boylestad, 2004).

Para ubicaciones aisladas donde no se ha instalado la línea de alimentación se dispone de generadores portátiles de CA que funciona a base de gasolina, otra forma de generar la señal senoidal es a través de generadores eólicos. Mediante energía luminosa absorbida en forma de fotones, las celdas solares pueden generar un voltaje DC que mediante un inversor se puede convertir un voltaje de naturaleza senoidal (Boylestad, 2004).

La forma de onda senoidal es la única forma de onda alterna cuyo aspecto no se ve afectado por las características de respuesta de los elementos reactivos, en otras palabras, si el voltaje (o la corriente) en un resistor, bobina o capacitor es de naturaleza senoidal, la corriente resultante (o voltaje, respectivamente) de cada uno también tendrá característica senoidales, véase la figura III.4.1 si una onda cuadrada o una triangular se aplicaran este no sería el caso (Boylestad, 2004).



**Figura III.4.1.** La onda senoidal es la única forma de onda alterna cuyo aspecto no se ve afectado por las características de respuesta de un resistor, inductor o capacitor puro.

La unidad de medición para el eje horizontal de la Figura III.4.2 es el grado. Una segunda unidad de medición utilizada con frecuencia es el radian (rad), este se define mediante un cuadrante de un círculo, tal como en la Figura III.4.3 donde la distancia sobre la circunferencia es igual al radio del círculo (Boylestad, 2004).

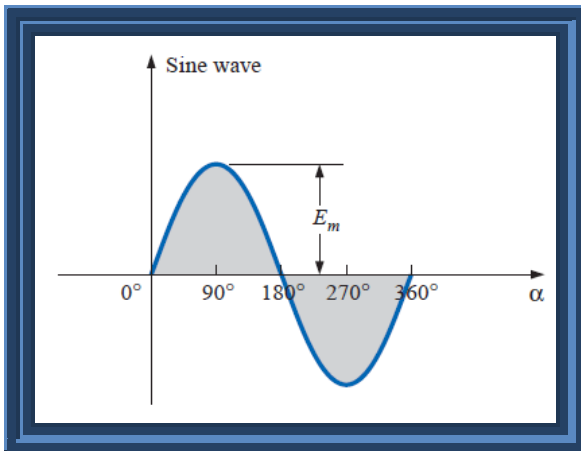


Figura III.4.2. Onda senoidal con el eje horizontal en grados.

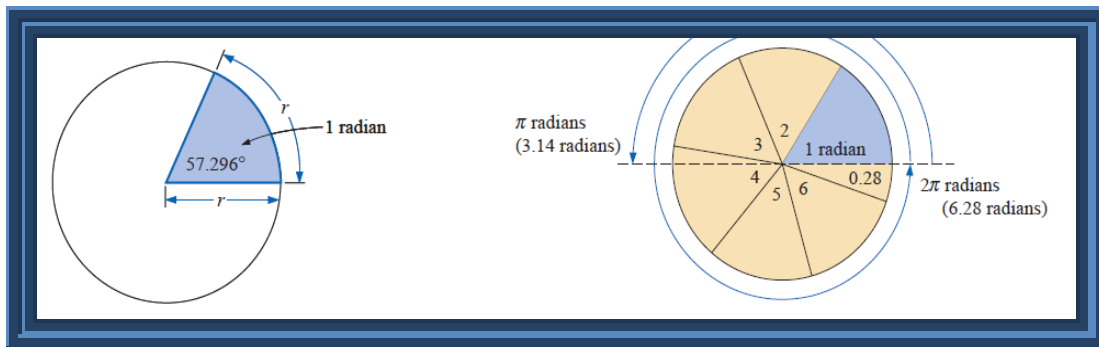


Figura III.4.3. Definición de radianes b) Existen  $2\pi$  radianes en círculo completo 360 grados.

La relación de grado a radianes se muestra en las ecuaciones:

$$rad = \left(\frac{\pi}{180^\circ}\right) \times (grados) \quad \text{Ecuación III.4. 1} \quad \text{grados} = \left(\frac{180^\circ}{\pi}\right) \quad \text{Ecuación III.4. 2.}$$

$$rad = \left(\frac{\pi}{180^\circ}\right) \times (grados) \quad \text{Ecuación III.4. 1}$$

$$grados = \left(\frac{180^\circ}{\pi}\right) \quad \text{Ecuación III.4. 2}$$

La unidad de medición para el eje horizontal de la Figura III.4.4 es el radian. Resulta de particular interés que la forma de onda senoidal pueda obtenerse a partir de la longitud de la proyección vertical de un vector radial rotando en un movimiento circular uniforme sobre un punto fijo.

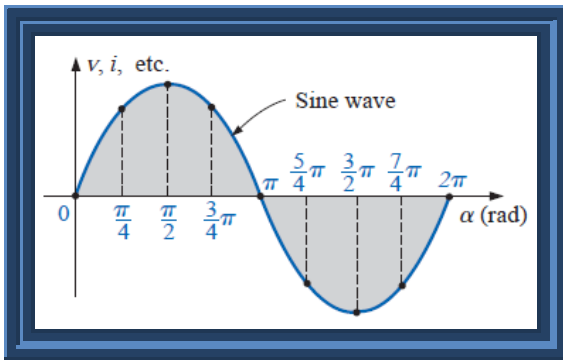


Figura III.4.4. Grafica de una onda senoidal en función de los radianes.

Iniciando como se muestra en la Figura III.4.5 a) y realizando la grafica de la amplitud (por encima y por debajo de cero) sobre las coordenadas trazadas a la derecha (Figura III.4.5 b) trazando toda una forma de onda senoidal una vez que el vector radial haya completado una rotacion de  $360^\circ$  alrededor del centro (Boylestad, 2004). La velocidad ( $\omega$ ) con que el vector radial rota sobre el centro, llamada velocidad angular, puede determinarse a partir de la siguiente ecuacion:

$$\text{velocidad angular} = \frac{\text{distancia (grados o radianes)}}{\text{tiempo (segundo)}} = \frac{\alpha}{t} \text{ Ecuación III.4. 3}$$

$$\alpha = \omega t \quad \text{Ecuación III.4. 4}$$

Dado que normalmente se proporciona en radianes por segundo, el ángulo  $\alpha$  obtenido mediante la Ecuación III.4.4 está por lo general, en radianes. Si se requiere  $\alpha$  en grados, debe aplicarse la Ecuación III.4.2.

En la figura III.4.5.i el tiempo requerido para completar una revolución es igual al periodo (T) de la forma de onda senoidal de la figura.III.4.5.i Los radianes subtendidos en este intervalo de tiempo son  $2\pi$  al sustituir se tiene:

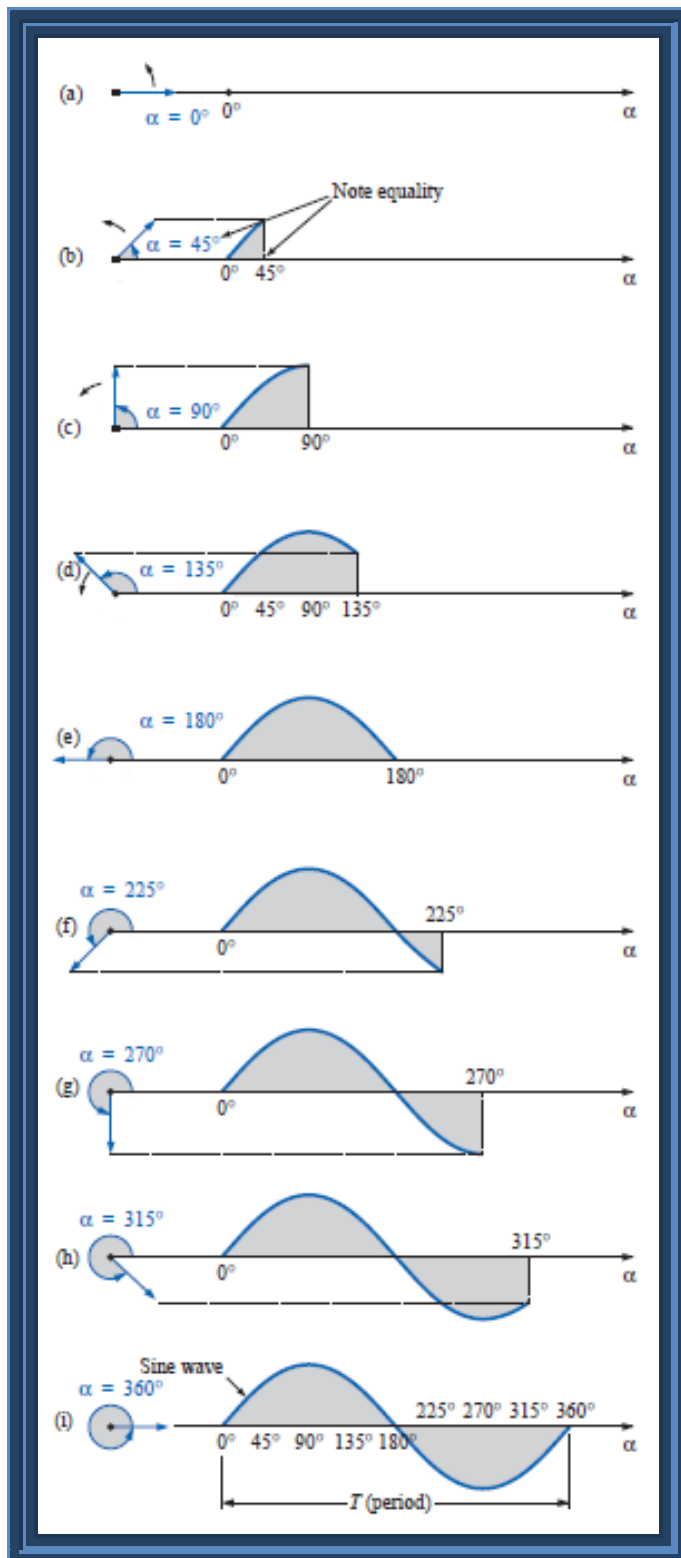


Figura III.4.5. Generación de una forma de onda senoidal mediante la proyección vertical de un vector en rotación.



$$\omega = \frac{2\pi}{T} \text{ Ecuación III.4. 5}$$

Esta ecuación establece que mientras más pequeño sea el periodo de la forma senoidal de la figura III.4.5 más pequeño sea el intervalo de tiempo antes de que se genere un ciclo completo, mayor será la velocidad angular del vector radial en rotación (Boylestad, 2004).

La frecuencia de la forma de onda generada está relacionada inversamente con el periodo de la propia forma de onda, es decir  $f = 1/T$ . De esta manera,

$$\omega = 2\pi f \text{ Ecuación III.4. 6}$$

Esta ecuación establece que mientras mayor sea la frecuencia de la forma de la onda generada, mayor será la velocidad angular. El formato matemático básico para la forma de onda senoidal es:

$$v_{sal} = A_m \sin \alpha \text{ Ecuación III.4. 7}$$

Donde  $A_m$  es el valor pico de la forma de onda y  $\alpha$  es la unidad de medición para el eje horizontal, como se muestra en la Figura III.4.6.

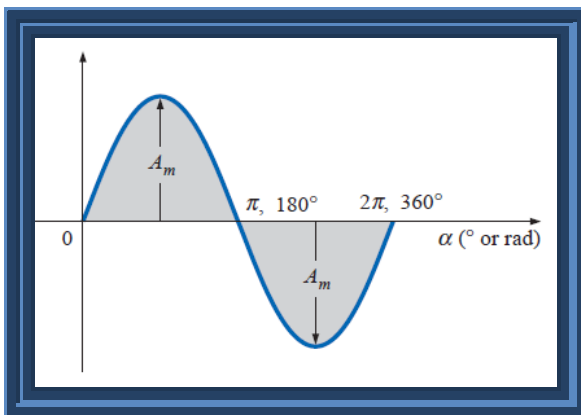


Figura III.4.6. Amplitud pico a pico.

## 5. El transistor MOSFET.

El transistor de potencia de efecto de campo de unión metal óxido semiconductor (MOSFET) se basa en el transistor original de efecto de campo introducido en la década de los setenta; la invención del MOSFET de potencia fue impulsada en parte por las limitaciones de potencia de los transistores bipolares (BJT), que, hasta hace poco, eran el dispositivo de elección en aplicaciones de electrónica de potencia. El uso más frecuente del MOSFET es el de actuar como interruptor, en circuitos integrados y circuitos de potencia. (Malvino, 2004)

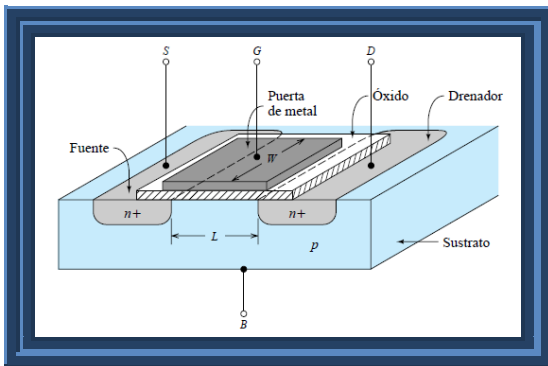


Figura III.5.1. Constitución de un MOSFET.

Los MOSFET pueden ser de canal P o de canal N; el de canal N consiste en un sustrato semiconductor tipo P levemente dopado, en la cual dos secciones tipo N+ altamente dopados se difunden (figura III.5.1). El MOSFET tiene cuatro terminales: surtidor (Source), compuerta (Gate), drenador (Drain) y sustrato (substrate) según figura III.5.2. Para un MOSFET tipo N, la corriente que circula del drenador al surtidor es controlada por un campo eléctrico mediante la aplicación de tensión en la compuerta.

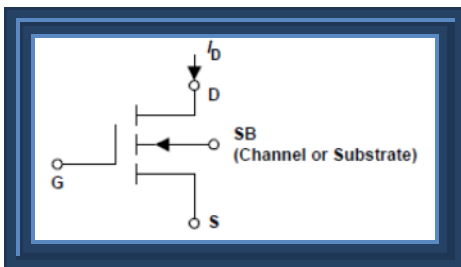


Figura III.5.2. Símbolo esquemático del MOSFET canal n.

### 5.1. Principio de operación.

Si se comienza a aplicar una tensión pequeña al terminal de puerta (Gate) del MOSFET, se comienza a producir una acumulación de cargas entre los terminales de Drenador (Drain) y Fuente (Source). Si continúa aumentando paulatinamente esta tensión, los electrones minoritarios del sustrato se comenzarán a acumular junto al aislante ( $\text{SiO}_2$ ). Esta acumulación, debido a la diferencia de potencial aplicada, se estratificará en zonas o capas con diferente concentración de electrones. (Malvino, 2004)

Llegará un valor de tensión a la cual, la acumulación de electrones sea tal que forme un canal de conducción entre los terminales de Drenador y Fuente, que hasta ahora no existía. A esta acumulación o capa de portadores minoritarios se la denomina *capa de inversión*.

Considerándose formada la capa de inversión cuando la concentración de electrones en el canal artificialmente creado es igual a la concentración de huecos del sustrato. La tensión a la que esto ocurre se la denomina *threshold voltage* o tensión umbral ( $V_{TH}$ ).

Una vez que formado este canal de conducción entre Drenador-Fuente y siempre que se mantenga la tensión superior de  $V_{TH}$ , el dispositivo puede funcionar como transistor, regulando y/o controlando la corriente que circule entre sus terminales.

En estas condiciones al aplicar una tensión pequeña ( $V_{DS} \ll V_{GS}$ ) entre los terminales de Drenador y Fuente prácticamente no circula corriente entre sus terminales y el canal es uniforme.

Al continuar aumentando la tensión  $V_{DS}$  aplicada al circuito, el canal se deforma, disminuyendo su área, se tiene un canal creado y con la aplicación de tensión se contrae el canal y tenderá a anularse.

Este canal disminuye proporcionalmente a la tensión aplicada, hasta un punto tal en el que el canal se contrae totalmente. A este valor de tensión se le denomina *pinch off* o de estrangulamiento.

A partir de esta tensión, el MOSFET se comporta como una fuente de corriente. Si no se aplica  $V_{GS}$  al MOSFET, la corriente de drenador que se produce es casi despreciable. En general, si la  $V_{GS}$  no supera la de umbral, el dispositivo no conduce corriente apreciable.

La polarización adecuada para el MOSFET es una  $V_{GS}$  mayor que la umbral, para que exista canal creado y, una  $V_{DS}$  mayor que cero para que circule corriente de drenador. La zona lineal del MOSFET no es muy adecuada para trabajar. Por eso se suele utilizar el MOSFET en la zona de corte o la de saturación. En ésta última  $V_{GS} > V_{TH}$  y  $V_{DS} \gg V_{pinch\ off}$ .

Resistencia de encendido  $R_{DS(on)}$

En un MOSFET la resistencia de encendido, es la resistencia total entre la fuente y el drenador durante el estado de encendido, y es un parámetro importante para determinar los valores máximos de corriente y las pérdidas

## 5.2. Diodo parásito.

Debido al proceso de fabricación de los MOS de enriquecimiento, entre los terminales de drenador y fuente aparece un diodo indeseado. En realidad el diodo aparece entre Drenador y Substrato pero, normalmente el Substrato se une al terminal de Fuente.

Este diodo, a pesar de ser un subproducto de la fabricación del MOS no es perturbador de su funcionamiento, sino todo lo contrario. Ya que, ante una carga no resistiva, el citado diodo mejora el camino de descarga del efecto inductivo o capacitivo de la misma.

## 5.3. Capacidades parásitas.

En la siguiente figura III.5.3 vemos las diferentes capacidades parásitas que pueden aparecer en un MOSFET, que son las causantes de que las conmutaciones no sean instantáneas, ya que como sabemos para que un condensador cambie la tensión en sus bornes, es necesaria una corriente que lo cargue o lo descargue

dependiendo del caso, y para ello necesitaremos cierto tiempo, que es lo que introducirá el retardo en las conmutaciones. (Malvino, 2004)

Podemos ver en la siguiente imagen, como además de capacidades parásitas también aparecen inductancias parásitas que pueden tener su importancia cuando las conmutaciones son muy bruscas o cuando las corrientes son importantes, por ello habrá casos en los que las deberemos tener en cuenta.

Si observamos las hojas de características de algún fabricante, vemos que los datos de las capacidades parásitas no nos los dan como las capacidades físicas:  $C_{gd}$ ,  $C_{ds}$  y  $C_{gs}$ ; sino que nos los dan en forma de unas capacidades que ellos han podido medir experimentalmente. (Malvino, 2004)

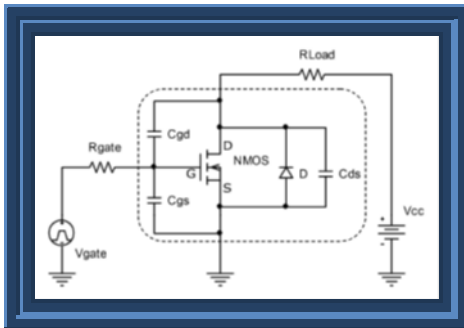


Figura III.5.3. Capacitancia parasita del MOSFET.

Los valores típicos de estas capacidades suelen estar entre 15pF y 180pF medidas a 1MHz. Se puede deducir fácilmente la relación entre las capacidades existentes entre terminales las capacidades ofrecidas por los fabricantes. Estas relaciones son

$$C_{DG} = C_{RSS}$$

$$C_{GS} = C_{ISS} - C_{RSS}$$

$$C_{DS} = C_{OSS} - C_{RSS}$$

Este fenómeno capacitivo del NMOS puede influir en las características de la tensión de puerta del transistor. Los valores  $C_{GD}$  y  $C_{GS}$  pueden afectar

negativamente al comportamiento en conmutación del MOS. Sus consecuencias más efectivas son: Superar el valor máximo que pueda soportar el óxido de separación de puerta, provocando su perforación y estropeando el dispositivo sin remisión ó hacer que, incluso estando el transistor cortado, éste entre en conducción.

Es determinante la resistencia de la fuente que excita la puerta del transistor,  $R_{GATE}$ , cuanto menor sea ésta, menos se notarán los efectos citados. Ya que, ante una resistencia baja, la carga almacenada en los condensadores tendrá un camino fácil de descarga. Se deberá tener especial cuidado en la posible existencia de cargas inductivas parásitas en la puerta. Esta circunstancia dará una impedancia equivalente muy alta ante cambios bruscos de la señal de excitación de puerta. (Malvino, 2004)

Cuando la puerta se conecta al voltaje de alimentación,  $V_{GS}$  comienza a incrementar hasta que alcanza  $V_{TH}$ , en dicho punto la corriente de drenador empieza a fluir y  $C_{GS}$  se comienza a cargar ver figura III.5.4. Durante el periodo de  $t_1$  a  $t_2$ ,  $C_{GS}$  se continúa cargando, el voltaje de puerta sigue creciendo y la corriente de drenador aumenta proporcionalmente. En el tiempo  $t_2$ ,  $C_{GS}$  es completamente cargado y la corriente de drenador alcanza la corriente  $I_D$  predeterminada y permanece constante mientras el voltaje de drenador comienza a caer.

Con  $C_{GS}$  completamente cargado en  $t_2$ ,  $V_{GS}$  se hace constante y la corriente del control comienza a cargar la capacitancia  $C_{GD}$  o de Miller, esto continua hasta el tiempo  $t_3$ . (Malvino, 2004)

El tiempo de carga para la capacitancia Miller es mayor que para la capacitancia de compuerta a fuente  $C_{GS}$  debido al rápido cambio del voltaje del drenador entre los tiempos  $t_2$  y  $t_3$  (corriente =  $dv/dt$ ). Una vez que ambas capacitancias  $C_{GS}$  y  $C_{GD}$  están completamente cargadas, el voltaje de compuerta comienza a incrementar otra vez hasta que alcanza el voltaje de alimentación en el tiempo  $t_4$  la carga de la

puerta ( $Q_{GS} + Q_{GD}$ ) correspondiente al tiempo  $t_3$  es la carga mínima requerida para conmutar el dispositivo al estado de encendido.

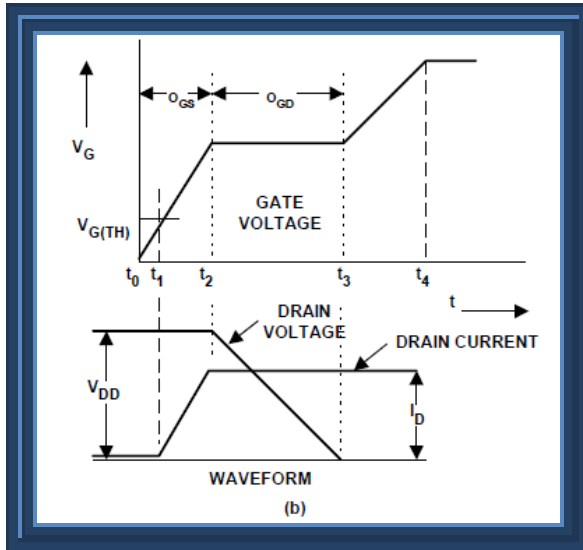


Figura III.5.4. Etapa de encendido del MOSFET.

## 6. Convertidor CD-CD tipo puente H y los diferente transistores asociados.

Existen 2 tipos de arquitecturas de puentes H con MOSFETs. Los MOSFET superiores son canal P y los inferiores canal N.

Un circuito puente H de estado sólido se construye típicamente usando los dispositivos con polaridad inversa, es decir, se utilizan transistores BJTs pnp o MOSFETs de canal P conectados a la terminal positiva y los transistores BJTs npn o MOSFETs del canal N conectados a tierra.

El segundo es todos los MOSFETs son canal N. Un diseño más eficiente implica la construcción del puente H con MOSFETs de canal N en todo el puente, ya que este dispositivo posee una resistencia de encendido que es típicamente un tercio de la resistencia de encendido del MOSFET de canal P.

Esto implica un diseño más complejo, pues requiere de circuitos de “charge-pumps” para manejar las puertas de los MOSFET que van conectados al lado

positivo de la fuente de alimentación, sin embargo, se puede encontrar circuitos integrados de controladores de MOSFET, como el semiconductor HIP4081A, que proporciona un manejo más sencillo de este tipo de circuito.

Cuando todos los MOSFET son de canal N, se obtienen tiempos de propagación similares, pero el encendido de los disparadores de compuerta se complica, debido a que los transistores superiores no están referenciados a tierra como si lo están los transistores inferiores que pueden ser activados con valores que oscilan entre 10V y 15V sin ningún problema.

Para que el MOSFET encienda, la tensión en la compuerta debe ser mayor que en el surtidor. Para el caso anterior, el surtidor tendría un valor cercano a la fuente, por lo que en realidad el voltaje que se requiere en la compuerta sería mayor que el de la fuente (aproximadamente el valor de la tensión en la batería más 10V, y por esta razón el circuito no funcionaría. La solución a esto es usar dispositivos integrados que cuentan con un sistema elevador de voltaje interno, llamado “charge-pumps” o bootstrap, que generan una diferencia de tensión constante de 10V entre la compuerta y el surtidor del MOSFET en todo momento.

### **6.1. Circuito Charge-Pumps (Bootstrap) del controladores de MOSFET.**

El sistema mostrado en la Figura III.6.1.1 es el que garantiza una separación galvánica de tierras de la etapa de control y la etapa de potencia. La tensión VBS ( $V_B - V_S$ ) alimenta al controlador que excita el transistor de la parte alta del puente. Esta alimentación tiene que estar en el rango de 10-15V para asegurar que el transistor puede entrar en la zona óhmica, si se trata de un MOSFET canal N. En caso contrario habrá, un exceso de pérdidas de potencia en conducción por estar trabajando en la zona de saturación.

Una característica muy importante de los circuitos de control o drivers es la tensión que aguanta el pin  $V_s$ , cuando el transistor Q1 de la figura III.6.1.1 está en 'ON' y el transistor Q2 está en 'OFF', en esta terminal se tiene con respecto a masa la tensión del puente (+VPOT).



Cuando en la hoja de datos de un driver se indica por ejemplo que es de 500V se hace referencia a la tensión que soportan los terminales del circuito integrado que se conectan al punto intermedio del puente y por tanto la máxima tensión de alimentación del puente si se hace uso de este driver.

La tensión de alimentación del circuito de control de la figura estará en función de la tensión que necesitan los transistores MOSFET's o IGBT's para asegurar que cuando se activan, entran en la zona óhmica o saturación, respectivamente, un valor de tensión que asegura esto es  $+V_{DD}=+15V$ .

La tensión VBS (VB-VS) alimenta al driver que excita el transistor de la parte alta de puente o semi-puente, esta alimentación tiene que estar en el rango de 10-20V para asegurar que el transistor puede entrar en la zona óhmica si se trata de un MOSFET canal N, en caso contrario habrá un exceso de pérdidas de potencia en conducción por estar trabajando en la zona de saturación.

La tensión VBS es una tensión flotante que se expresa tomando como referencia VS, cuando se pretende poner en conducción el MOSFET de la parte de arriba de una de las ramas del puente y el MOSFET de abajo está cortado, la tensión en el terminal HO con respecto a masa tomará un valor superior a  $+V_{POT}$ .

$$V_{HO} = V_{POT} + V_{GS}(ON)$$

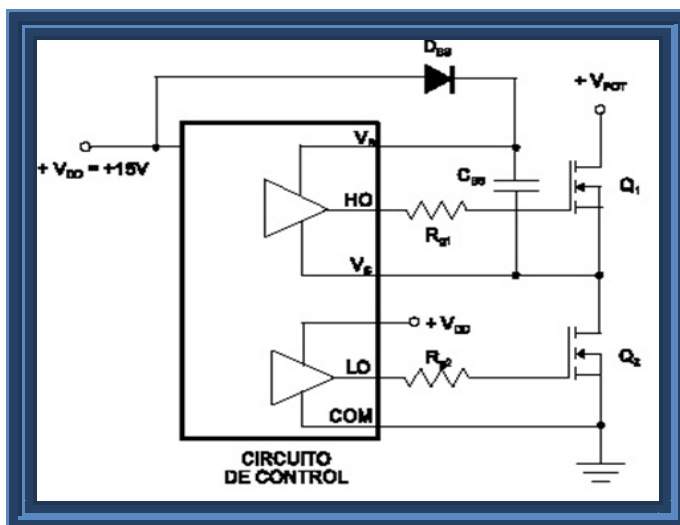


Figura III.6.1.1. Circuito de control Bootstrap para dos MOSFET de un brazo del puente H.

Existen muchos métodos para conseguir esta tensión, pero el método común a la mayoría de circuitos integrados comerciales para estas aplicaciones es mediante la técnica bootstrap que se muestra en la figura III.6.1.1.

La alimentación bootstrap está formada por un diodo (DBS) y un condensador bootstrap (CBS), este método tiene como ventajas que es muy simple y barato pero tiene inconvenientes impuestos por el proceso de carga del condensador.

Estos son que el tiempo que está conduciendo el transistor de la parte de arriba es limitado porque depende del tiempo que tarda en descargarse CBS, y que la frecuencia máxima de trabajo se limita al tiempo que dura la carga de dicho condensador.

El circuito bootstrap opera de la siguiente forma:

- Durante el tiempo que el transistor Q1 está en 'OFF', y el transistor Q2 está en 'ON', el condensador CBS se carga a un valor de tensión aproximadamente de +VDD (figura III.6.2). La carga es muy rápida porque la  $\tau$  de carga es muy pequeña, de valor aproximado:

$$\tau_{carga} = CBS(r_{DS(on)}Q2) + r_{dDBS} \quad \text{Ecuación III.6. 1}$$

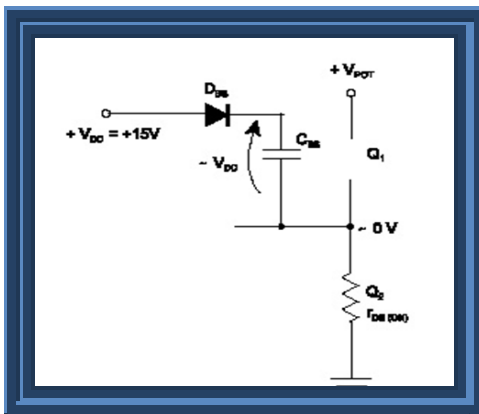


Figura III.6.2. Carga del condensador Bootstrap.

Donde  $r_{d-DBS}$  es la resistancia en directo del diodo DBS. El periodo de tiempo durante el cual se carga el capacitor también recibe el nombre de tiempo de refresco.

- b) Cuando Q2 pasa a 'OFF' y se desea que Q1 pase a estado 'ON', el diodo DBS queda polarizado en inverso según figura III.6.3. Con la tensión almacenada en CBS durante el estado anterior, se polariza al driver superior del circuito de control con el que se excita a Q1, de tal forma que pasa a estado 'ON'.

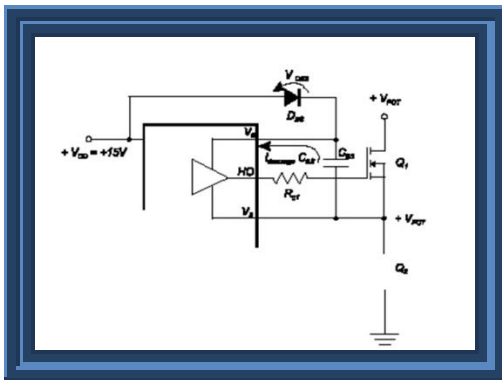


Figura III.6.3. Circuito de Descarga Condensador Bootstrap.

En esta situación la tensión inversa que soporta el diodo DBS es:

$$V_{DBS} = +V_{DD} - V_{CBS} - V_{CBS} - V_{POT} \approx -V_{POT} \quad \text{Ecuación III.6. 2}$$

De lo mencionado anteriormente, se deduce que interesa que CBS sea muy pequeña para que se cargue lo más rápidamente posible, pero por otro lado interesa que CBS sea muy grande para que tarde mucho tiempo en descargarse.

En la práctica el condensador CBS debe ser de un tamaño 10 veces superior a la capacidad de entrada que presenta la puerta del MOSFET, de forma analítica este condensador se puede calcular a partir de la ecuación:

$$C_{BS} = \frac{Q_G + Q_{rr} + \frac{(I_{DR} + I_{QBS})}{f_{PWM}}}{V_{BS1} - V_{BS2}} \quad \text{Ecuación III.6. 3}$$

Dónde:

- $I_{DR}$  es la corriente inversa de pérdidas del diodo bootstrap.

- IQBS es la corriente de polarización de driver que excita al transistor de la parte alta del puente.
- $Q_{rr}$  es la carga de recuperación en inversa del diodo bootstrap.
- QG es la carga transferida a la carga en el paso de corte a conducción.
- $f_{PWM}$  es la frecuencia de la señal PWM.
- VBS1 es la tensión que tiene el condensador CBS inmediatamente después del refresco.
- VBS2 es la tensión que tiene el condensador CBS inmediatamente antes del refresco.
- CBS es la capacidad bootstrap.

Es necesario evaluar la duración del tiempo de refresco que se requiere para cargar el condensador bootstrap. El lazo de carga de CBS está formado por un condensador bootstrap, el diodo bootstrap, la resistencia de las pistas del circuito impreso y la  $R_{DS\ ON}$  del MOSFET de la parte baja del puente.

La conducción de una diagonal del puente H de forma permanente, mientras la otra está bloqueada puede provocar que el puente deje de funcionar, esto es debido a que los condensadores bootstrap no son capaces de mantener la excitación del MOSFET de la parte alta del puente de forma indefinida.

Por tanto, es necesario que durante pequeños instantes de tiempo entre en conducción el transistor de la parte baja del puente, el cual permite la carga del condensador bootstrap correspondiente para volver a excitar el MOSFET de la parte alta del puente, estos instantes de tiempo se denominan tiempos de refresco.

Los circuitos encargados de medir la duración de la excitación del transistor de la parte alta del puente y generar un pulso de refresco cuando sea necesario reciben el nombre de circuitos de auto refresco.

Por otro lado, las características del diodo bootstrap son:

- $V_{RRM}$  (tensión de ruptura en inverso) = Tensión de alimentación del puente.
- $t_{rrm\acute{a}x}$  (tiempo máximo de recuperación en inversa) = 100ns.
- $I_F$  (corriente en directo del diodo) =  $Q_{bs} \cdot f$

Durante la conmutación, cambios rápidos en la corriente que circula por el puente inducen tensiones transitorias en los componentes parásitos, estas corrientes transitorias se podrían acoplar en otros circuitos causando problemas de ruido aumentando la disipación de potencia en conmutación y posiblemente dañando el circuito en un caso extremo.

Si por alguna causa se provoca la conducción simultánea de los dos transistores del mismo lado del puente, prácticamente se cortocircuita la alimentación de alta tensión, provocando un consumo elevado.

A altas frecuencias, puede aparecer este efecto si no se deja un tiempo entre la desactivación de los transistores de una diagonal del puente y la activación de los transistores de la otra diagonal, esto se puede solucionar mediante circuitos generadores de tiempos muertos.

Hay algunos circuitos integrados que tienen internamente módulos de este tipo, pero en caso de que no estén integrados es necesario implementarlos externamente, una posible solución es asociar componentes discretos en el circuito de puerta de los MOSFET's de tal forma que sea más lento el paso de corte a conducción que el paso de conducción a corte.

## **7. Microcontrolador.**

Los microcontroladores son circuitos integrados programables que combinan los recursos fundamentales disponibles en una microcomputadora como CPU, memoria y puertos E/S en un sistema cerrado de excelentes prestaciones. En los últimos años los microcontroladores PIC (Peripheral Interface Controller) fabricados por Microchip Technology Inc., ganaron popularidad rápidamente en la

industria y comunidad educativa, por su bajo precio, reducido consumo, pequeño tamaño, gran calidad, fiabilidad y sobre todo abundante información.

El PIC16F877A, representa la gama media de PIC's de 8 bits, sus funciones principales del son: interrupciones por eventos en el sistema, temporización para sincronizar los tiempos de disparo de los dispositivos de conmutación, convertidores A/D para leer las magnitudes eléctricas del inversor multinivel, puertos de entrada/salida digital en el circuito de interfaz HMI, y control sobre la etapa de potencia, detección fallas y anomalías del sistema.

### **7.1. Microcontrolador PIC16F877.**

Se denomina microcontrolador a un dispositivo programable capaz de realizar diferentes actividades que requieran del procesamiento de datos digitales y del control y comunicación digital de diferentes dispositivos.

Los micro controladores poseen una memoria interna que almacena dos tipos de datos; las instrucciones, que corresponden al programa que se ejecuta, y los registros, es decir, los datos que el usuario maneja, así como registros especiales para el control de las diferentes funciones del microcontrolador.

Los microcontroladores se programan en Assembler y cada microcontrolador varía su conjunto de instrucciones de acuerdo a su fabricante y modelo. De acuerdo al número de instrucciones que el microcontrolador maneja se le denomina de arquitectura RISC (reducido) o CISC (complejo).

Los microcontroladores poseen principalmente una ALU (Unidad Lógico Aritmética), memoria del programa, memoria de registros, y pines I/O (entrada y/o salida). La ALU es la encargada de procesar los datos dependiendo de las instrucciones que se ejecuten (ADD, OR, AND), mientras que los pines son los que se encargan de comunicar al microcontrolador con el medio externo; la función de los pines puede ser de transmisión de datos, alimentación de corriente para el funcionamiento de este o pines de control específico (Verle, 2008).

El PIC 16F877 fabricado por MicroChip, posee varias características que hacen a este microcontrolador un dispositivo muy versátil, eficiente y práctico. Algunas de estas características se muestran a continuación:

- Soporta modo de comunicación serial, posee dos pines para ello.
- Amplia memoria para datos y programa.
- Memoria reprogramable: La memoria en este PIC es la que se denomina FLASH; este tipo de memoria se puede borrar electrónicamente (esto corresponde a la "F" en el modelo).
- Set de instrucciones reducidas (tipo RISC), pero con las instrucciones necesarias para facilitar su manejo.

#### 7.1.1. Características.

En siguiente tabla III 7.1.1.1 se pueden observar las características más relevantes del dispositivo:

CARACTERÍSTICAS	16F877
Frecuencia maxima	DX-20MHz
Memoria de programa flash palabra de 14 bits	8KB
Posiciones <u>RAM</u> de datos	368
Posiciones EEPROM de datos	256
Puertos E/S	A,B,C,D,E
Número de pines	40
Interrupciones	14
Timers	3
Módulos CCP	2
Comunicaciones Serie	MSSP, USART
Comunicaciones paralelo	PSP
Líneas de entrada de CAD de 10 bits	8

<b>Juego de instrucciones</b>	35 Instrucciones
<b>Longitud de la instrucción</b>	14 bits
<b>Arquitectura</b>	Harvard
<b>CPU</b>	Risc
<b>Canales Pwm</b>	2
<b>Pila Harware</b>	-
<b>Ejecución En 1 Ciclo Máquina</b>	-

Tabla III.7.1.1.1. Recursos del PIC16F877A.

## 7.2. Cristal de cuarzo.

Oscilador tipo "XT" (XTal) para frecuencias no mayores de 4 Mhz. La condición básica importante para que este oscilador funcione es que los condensadores C1 y C2 deberán ser iguales figura III.7.2.1. En la siguiente tabla III 7.3.1, están reflejados algunos valores básicos de los condensadores C1 y C2 (Verle, 2008).

### OSCILADOR TIPO XT

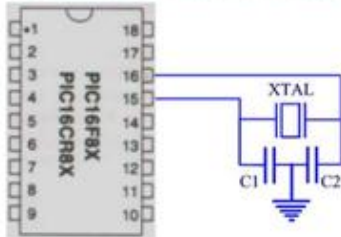


Figura III.7.2.1. Circuito oscilador de PIC.

Frecuencia de oscilación	C1	C2
<b>455Khz</b>	47-100Pf	47-100pF
<b>2Mhz</b>	15-33Pf	15-33Pf
<b>4Mhz</b>	15-33Pf	15-33pF

Tabla III.7.3.1. Valores estándar de condensadores cerámicos para la configuración XT (para una tensión de 5 V Microchip recomienda C1=C2~30pF).

## 7.3. Etapas de grabado y quemado del PI16F877A.

La programación del microcontrolador PIC 16F877A fue mediante el programa MikroBasic, el cual por sus características fue más apropiado en la compilación del



PIC 16F877A. Algunos programas para programar PIC son: CSC C, Mikro c, Mikrobasic y Basic (Verle, 2008).

MikroBasic es uno de los compiladores de lenguaje de alto nivel para PIC's que ha estado en el mercado por algún tiempo pero que se ha ido masificando a partir de la versión 5.0. Este compilador es traído gracias a la empresa mikroElectronika, misma que distribuye una serie de compiladores entre los que destacan el ya antes mencionado mikroBasic y mikroC. Entre las características más destacadas de estos compiladores están:

Inclusión de IDE (Integrated Development Enviroment/Entorno de Desarrollo Integrado), que para facilitar la programación resalta la sintaxis del lenguaje, proporciona acceso rápido a la ayuda incluida, presenta estadísticas sobre el uso de recursos del micro controlador, entre otras ventajas más (Verle, 2008).

En la figura III.7.3.1 presentamos las herramientas de desarrollo para la implementación de aplicación con microcontroladores y el proceso básico incluye:

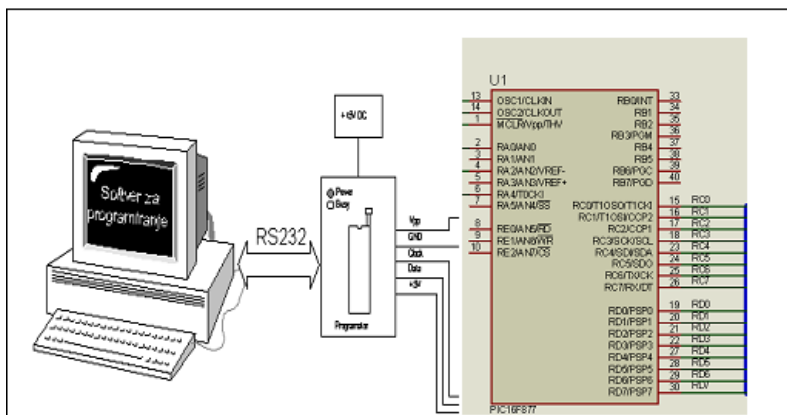


Figura III.7.3.1 Conexión entre la PC, el quemador de PIC y el microcontrolador.

El primer paso es escribir el código. Cada archivo de origen se guarda en un único archivo de texto con extensión .Pbas. Cuando el programa se completa y se guarda como archivo .pbas puede ser compilado, en mikroBasic IDE, el procedimiento de compilación se lleva a cabo en dos fases consecutivas:

El Compilador convertirá el archivo .pbas a código ensamblador y lo guardará como archivo PIC.asm. A continuación, el compilador llama automáticamente al ensamblador que convierte el archivo .asm en código hexadecimal ejecutable listo para grabar en el microcontrolador (Verle, 2008).

En caso de error de sintaxis en el código de programa, éste no será compilado y el archivo .hex no se generará. Los errores deben ser corregidos en el archivo .pbas original y, a continuación, el archivo fuente puede ser compilado de nuevo.

Como resultado de la compilación exitosa del código, mikroBasic generará los siguientes ficheros:

- PIC16F877A.asm - archivo en ensamblador.
- PIC16F877A.lst - programa lista.
- PIC16F877A.mcl - biblioteca de compilación.
- PIC16F877A.hex - archivo ejecutable

El archivo .hex es el necesario para programar el microcontrolador. El dispositivo de programación (Quemador) figura III.7.4.1 con el software correspondiente instalado en el PC son los encargados de escribir el contenido del archivo .hex en la memoria interna del microcontrolador (Verle, 2008).

```
:100000000428FF3FFF3FFF3F031383168601FF30A5  
:10001000831286000630F000FF30F100FF30F2005E  
:10002000F00B13281A28F10B16281928F20B1628A2  
:10003000132810281A30F000FF30F100F00B2128AF  
:100040002428F10B21281E284230F000F00B26282E  
:1000500086010630F000FF30F100FF30F200F00BB7  
:1000600032283928F10B35283828F20B3528322868  
:100070002F281A30F000FF30F100F00B4028432801
```

Figura III 7.4.1. Ejemplo de archivo hex.

Además de cargar el código de programa en la memoria, el programador también configura los parámetros del microcontrolador, como el tipo de oscilador, protección de memoria contra la lectura, temporizador watchdog, etc.

#### 7.4. Características deseables de un programa.

Antes de concluir este capítulo se examinan brevemente algunas características importantes de los programas bien escritos (GOTTFRIED, 2005). Estas características se pueden aplicar a programas no sólo escritos en c o en BASIC, sino en *cualquier* lenguaje de programación como son:

- I. **Integridad:** Se refiere a la corrección de los cálculos. Está claro que toda posible ampliación del programa no tendrá sentido si los cálculos no se realizan de forma correcta, pues la integridad de los cálculos es absolutamente necesaria en cualquier programa de computadora.
- II. **La claridad.** Hace referencia a la facilidad de lectura del programa en conjunto, con particular énfasis en la lógica subyacente. Si un programa está escrito de forma clara, será posible para otro programador seguir la lógica del programa sin mucho esfuerzo. También hará posible al autor original seguir su propio programa después de haberlo .dejado durante un periodo largo de tiempo. Uno de los objetivos al diseñar e fue el desarrollo de programas claros y de fácil lectura a través de un enfoque de la programación ordenado y disciplinado.
- III. **Sencillez:** La claridad y corrección de un programa se suelen ver favorecidas con hacer cosas de forma tan sencilla como sea posible, consistente con los objetivos del programa en su conjunto. De hecho puede ser deseable sacrificar cierta cantidad de eficiencia computacional con vistas a no complicar la estructura del programa.
- IV. **La eficiencia** está relacionada con la velocidad de ejecución y la utilización eficiente de la memoria. Éste es uno de los objetivos importantes

aunque no se debe conseguir a expensas de la pérdida de la claridad o la sencillez. Muchos programas complicados conducen a un compromiso entre estas características. En tales situaciones es necesario recurrir a la experiencia y al sentido común.

**V. Modularidad.** Muchos programas se pueden dividir en pequeñas subtareas. Es una buena práctica de programación implementar cada una de estas subtareas como un módulo separado del programa. En C estos módulos son las funciones. El diseño modular de los programas aumenta la corrección y claridad de éstos y facilita los posibles cambios futuros del programa.

**VI. Generalidad.** Normalmente queremos que un programa sea lo más general posible, dentro de unos límites razonables. Por ejemplo, podemos hacer un programa que lea los valores de ciertos parámetros en lugar de dejarlos fijos. Como norma general se puede conseguir con muy poco esfuerzo adicional un nivel considerable de generalidad.

## **8. Sistema de Adquisición de Datos.**

La adquisición de datos o adquisición de señales, consiste en la toma de muestras del mundo real (sistema analógico) para generar datos que puedan ser manipulados por un ordenador u otros sistema electrónicos (sistema digital, microcontrolador, etc.).

El propósito de los sistemas de adquisición de datos es medir un fenómeno físico como voltaje, corriente, temperatura, presión o sonido y convertirlas de manera que se puedan procesar, cada sistema comparte una meta en común de adquirir, analizar y presentar información, también los sistemas de adquisición de datos se define por sus requerimientos de aplicación (AREN Y R. P., 1993).

Los sistemas de adquisición de datos son un tipo particular de sistemas electrónico, para comprender su funcionamiento, hay que conocer las funciones que debe cumplir y las distintas formas en que se pueden realizar. La decisión

sobre cuáles son los elementos a considerar como punto de partida para realizar cada función (que comprar y que diseñar) hay que tomarla tras analizar el coste de cada alternativa. Un ejemplo es como el que se muestra en la Figura III.8.1 donde se muestra los bloques funcionales de un sistema de adquisición clásico (wikipedia).

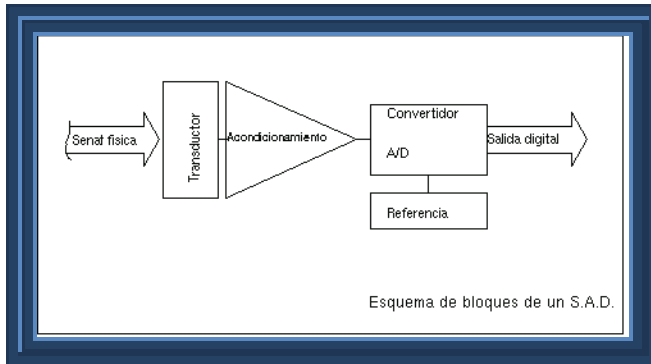


Figura III.8.1. Diagrama de bloques básico del sistema adquisición de datos.

### 8.1. Comparador de Voltaje.

El uso de un amplificador operacional de ganancia alta con retroalimentación positiva, o incluso sin retroalimentación alguna, ocasiona que el dispositivo opere primordialmente en saturación, este comportamiento biestable es altamente no lineal y constituye la base de los circuitos del comparador de voltaje y del disparador Schmitt. El comportamiento no lineal también se consigue realizando el circuito de retroalimentación con elementos no lineales, como los diodos y los interruptores analógicos.

La función de un comparador de voltaje consiste en comparar el voltaje  $+V$  en una de sus entradas con el voltaje  $-V$  de la otra entrada, y obtener como salida ya sea un voltaje bajo  $VOL$  o un voltaje alto  $VOH$ , de acuerdo con (franco).

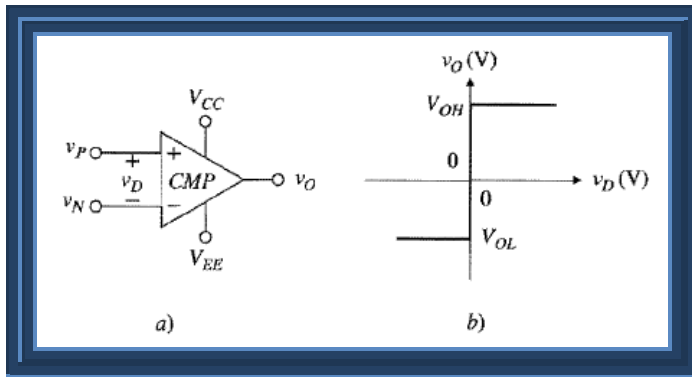


Figura III.8.1. 1. Circuito esquemático de comparador b) salida del comparador.

$$V_O = V_{OL} \text{ para } V_P < V_N \text{ Ecuación III.8. 1.1}$$

$$V_O = V_{OH} \text{ para } V_P > V_N \text{ Ecuación III.8. 1.2}$$

Como se muestra en la Figura III.8.1. 1a, el simbolismo empleado para los comparadores es el mismo que para los amplificadores operacionales, mientras  $V_P$  y  $V_N$  son variables *analógicas* debido a que pueden asumir un conjunto continuo de valores,  $V_a$  es una variable *binaria* debido a que únicamente puede asumir uno de dos valores,  $V_{OL}$  o  $V_{OH}$ , se considera correcto observar al comparador como un convertidor analógico-digital de 1 bit (franco).

### 8.1.1. Comparadores de voltaje de propósito generales.

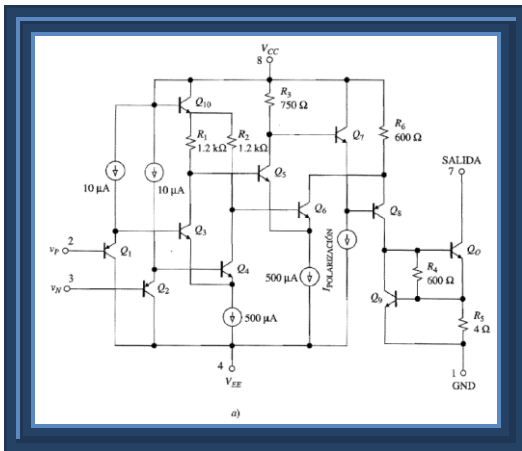
Un amplificador operacional como el 741C se puede usar como comparador, pero tiene limitaciones de velocidad, la velocidad de respuesta (slew rate) limita la velocidad de variación de tensión en la salida, en un 741C, la salida no puede cambiar más rápidamente que 0,5 V/ps, un 741C tarda más de 50  $\mu$ s en conmutar entre una salida baja de -V y una salida alta de +V.

Una solución. a este problema consiste en utilizar un amplificador operacional con velocidad de respuesta más rápida, como el LM318, este tiene un  $s_R$  de 70 V/ $\mu$ s, pudiendo conmutar de -V a +1V aproximadamente en 0,3  $\mu$ s.

Otra solución adecuada es la eliminación del condensador de compensación que se encuentra en un amplificador operacional típico, en circuitos lineales con amplificador operacional, este condensador atenúa la ganancia de tensión en lazo abierto a razón de 20 dB por década y evita oscilaciones.

Un comparador siempre se utiliza como circuito no lineal, por lo que no es necesario incluir un condensador de compensación, un fabricante puede rediseñar el amplificador operacional típico suprimiendo el condensador de compensación. Cuando un amplificador integrado se ha optimizado para usarse como un comparador, el dispositivo se incluye en una sección aparte del catálogo del fabricante. Por ello, en un manual de fabricante normalmente se encuentra una sección de amplificadores operacionales y otra sección sobre comparadores.

En la Figura III.8.1.1.1, se presenta uno de los primeros y más populares comparadores de voltaje, el LM311 (National Semiconductor) esta cuenta con una entrada diferenciadora constituida por transistores pnp.



En la siguiente figura III.8.1.1.2 se muestra el encapsulado DIP y el esquemático, este integrado necesita de dos fuentes una positiva y una negativa para que trabaje, en algunos casos solo se necesita la positiva pero generalmente van acompañadas

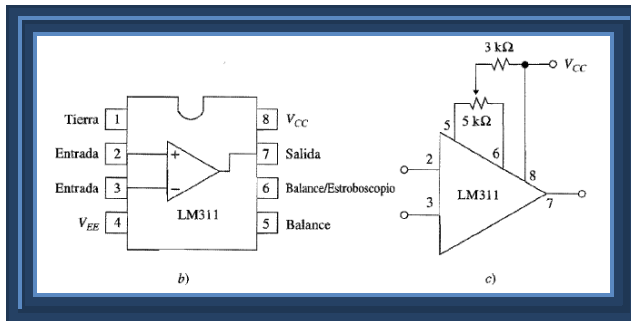


Figura III.8.1.1.2 b) encapsulado c) esquema.

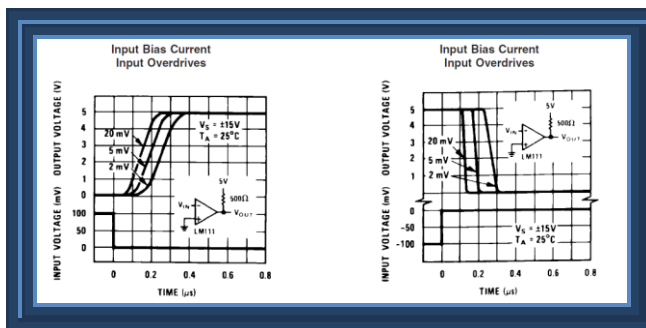


Figura III.8.1.1.3. Características del tiempo de repuesta LM311.

Otro comparador muy popular, especialmente en aplicaciones de bajo costo y de una sola alimentación, es el comparador cuadrete con cuatro comparadores en el chip LM339 (National Semiconductor) y sus derivados.

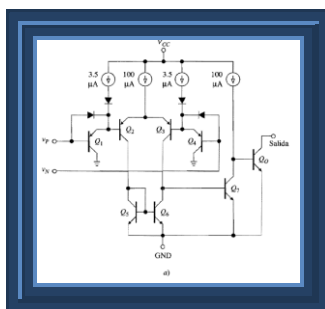


Figura III.8.1.1.4 Circuitería interna del LM339.



Este integrado al igual que el LM311 tiene colector abierto se tiene que poner resistencia en la salida hacia el positivo de la alimentación.

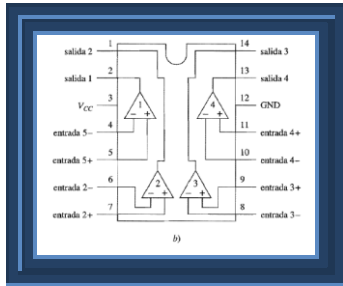


Figura III.8.1.1.5 Asignación de pines del LM339.

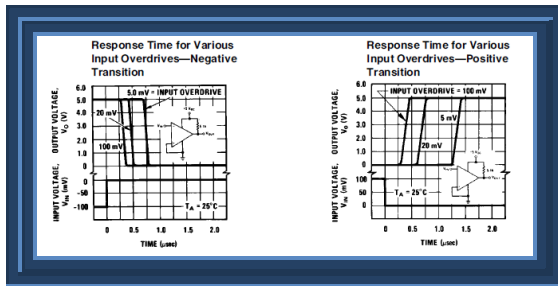


Figura III.8.1.1.6 Respuesta típica del LM339.

La figura III.8.1.1.7a es un diagrama interno simplificado de un comparador, la etapa de polarización de entrada es un amplificador diferencial (Q1 y Q2), una fuente de corriente Q6 suministra la corriente de polarización, el amplificador diferencial excita una carga activa Q4, la etapa de salida es únicamente el transistor Q5 con el colector abierto. El fabricante frecuentemente deja abierto este colector, lo que permite al usuario controlar la variación de la salida del comparador (A, malvino, & BATES).

El amplificador operacional típico tiene una etapa de salida a la que se podría denominar *etapa activa de pull-up*, ya que contiene dos dispositivos clase B en contrafases conectadas. Con este arranque activo, el dispositivo superior conduce y eleva la salida a su estado en nivel alto, por otra parte, la etapa de salida con colector abierto de la figura III.1.1.7a, necesita un componente externo al que conectarse.

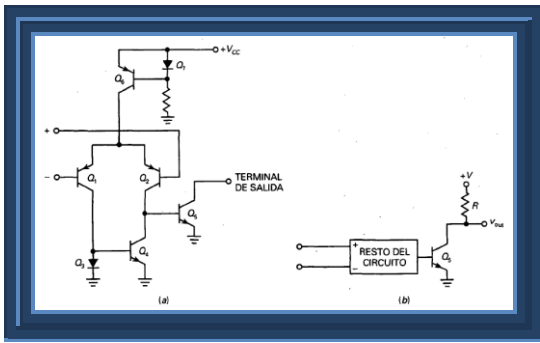


Figura III.8.1.1.7. Etapa de salida del circuito integrado.

Para que el circuito funcione, el usuario tiene que conectar el colector abierto de Q5a una resistencia externa y a una fuente de alimentación, como se observa en la figura III.1.1.7b, la resistencia recibe el nombre de alimentación cuando **Q5** está en corte, cuando Q5 está saturado, la tensión de salida está a un nivel bajo. Básicamente, la etapa de salida es un transistor de conmutación, por ello, el comparador produce una *salida de dos estados*, ya sea una tensión de nivel alto o bajo (A, malvino, & BATES).

Sin condensador de compensación en el circuito, la salida en la figura III.1.1.7a, puede variar rápidamente debido a que solo las pequeñas capacidades parasitas permanecen en el circuito, una limitación en la velocidad de conmutación es la capacidad de Q5, la capacidad equivalente en la salida es la suma de la capacidad de colector y de la capacidad parasita de las conexiones.

La constante de tiempo de la salida es el producto de la resistencia de **pull-up** y de la capacidad de la salida. Por esta razón, cuanto menor sea la resistencia de **pull-up** en la figura III.1.1.7b, con mayor rapidez puede cambiar la tensión de salida. Generalmente, R es del orden de cientos de ohmios, o como máximo de alguno kilo-ohmios (A, malvino, & BATES).

### 8.1.2. Detectores de ventana.

La función de un detector de ventana, también llamado *comparador de ventana*, es indicar cuando un voltaje dado cae dentro de una *banda* o *ventana* específica, esta función se realiza con un par de detectores de nivel, cuyos umbrales  $V_{TL}$  y  $V_{TH}$  definen los límites inferior y superior de la ventana.

En referencia a la figura III.8.1.2.1a, se observa que mientras  $V_{TL} < v_I < V_{TH}$ , tanto  $Q_{01}$  como  $Q_{02}$  están apagados, por lo tanto  $R_c$  jala a  $v_O$  hacia  $V_{CC}$  para producir una salida alta. Sin embargo,  $V_I$  podría caer fuera del rango con lo que la salida BJT de uno de los comparadores se encendería ( $Q_{01}$  para  $v_I > V_{TH}$ ,  $Q_{02}$  para  $V_I < V_{TL}$ ) y llevar a  $V_O$  hasta cerca de 0 V. En la figura III.8.2.1.b se presenta la VTC resultante (franco).

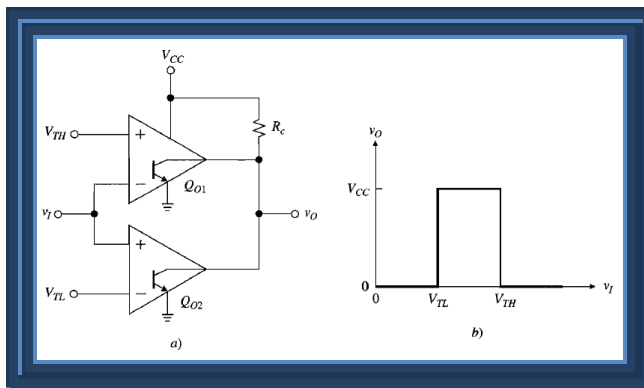


Figura III.8.1.2.1. Comparador de ventana.

### 8.1.3. Disparador Schmitt.

Los amplificadores con retroalimentación positiva son también conocidos como *disparadores Schmitt*, mientras que la retroalimentación negativa tiende a mantener al amplificador dentro de la región lineal, la retroalimentación positiva lo conduce a la saturación. En la figura III.8.1.3.1 se comparan los dos tipos de retroalimentación (franco).

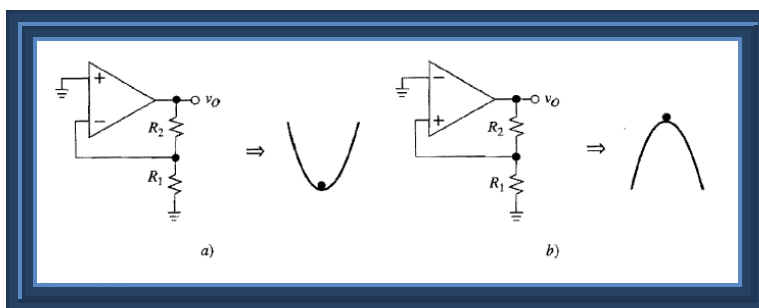


Figura III.8.1.3.1. Circuito de realimentación del comparador de voltaje.

Al encender el suministro de potencia, ambos circuitos inician con  $V_o = 0$ . Sin embargo, cualquier disturbio que intentara alejar a  $V_o$  de cero produciría respuestas opuestas.

El amplificador con retroalimentación negativa tenderá a neutralizar la perturbación y regresar al estado de equilibrio  $V_o = 0$ , lo anterior no ocurre en el caso de la retroalimentación positiva, en la cual la reacción es en la misma dirección que la perturbación, lo que indica una tendencia a reforzarla en lugar de neutralizarla. El efecto regenerativo resultante conducirá al amplificador a la saturación, indicando dos estados estables, es decir,  $V_o = V_{OH}$  y  $V_o = V_{OL}$  (franco).

La figura III.8.1.3.1a es la retroalimentación negativa se asemeja a una bola en el fondo de una copa, y la retroalimentación positiva parece una bola en la cúspide de un domo. Si se sacude la copa para simular el circuito electrónico, eventualmente la bola regresará a su posición de equilibrio en el fondo, pero si se sacude el domo la bola caerá por alguno de los lados (franco).

### 8.1.3.1. Disparador Schmitt Inversor.

El circuito de la figura III.8.1.3.1.1a, utiliza un divisor de voltaje para proporcionar retroalimentación positiva de alrededor de un amplificador 301, el circuito se puede ver como un detector de umbral de tipo inversor cuyo umbral está controlado por la salida, como la salida tiene dos estados estables, este umbral tiene dos valores posibles, es decir

$$V_{TH} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{OH} \quad V_{TL} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{OL} \quad \text{Ecuación III.8. 2.1.1.1}$$

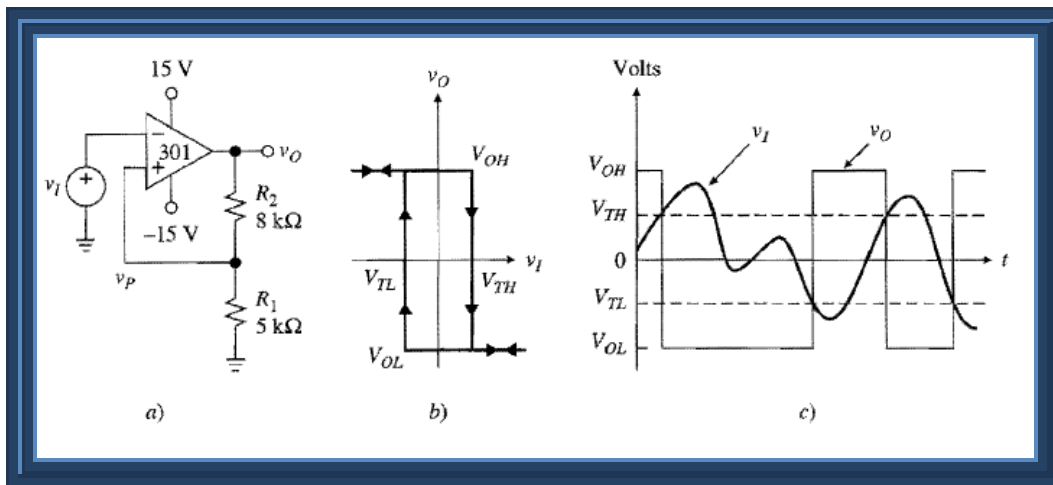


Figura III.8.1.3.1.1. Disparador SCHMITT inversor.

Donde se obtiene  $V_P = V_{TH} = +5V$ . El incremento de  $V_I$  mueve el punto operativo a lo largo del segmento superior de la curva hasta que  $V_I$  alcanza a  $V_{TH}$ , en esta unión la acción regenerativa de la retroalimentación ocasiona que  $V_O$  salte desde  $V_{OH}$  hasta  $V_{OL}$ , tan rápido como el amplificador pueda variar, provocando que  $V_P$  salte desde  $V_{TH}$  hasta  $V_{TL}$  o bien desde  $+5V$  hasta  $-5V$ .

Si se desea cambiar de nuevo el estado de salida, ahora se debe disminuir  $V_I$  hasta  $V_P = V_{TL} = -5V$ , donde la unión  $V_O$  saltará de regreso a  $V_{OH}$ . En resumen, tan pronto como  $V_N = V_I$  se aproxime a  $V_P = V_T$ ,  $V_O$  y, por ende,  $V_P$  se alejarán de  $V_N$ , este comportamiento es opuesto al de la retroalimentación negativa, donde  $V_N$  rastrea a  $V_P$  (franco).

Si se analiza la VTC de la figura III.8.1.3.1.1b, se observa que cuando viene desde la izquierda, el umbral es  $V_{TH}$ , y cuando viene de la derecha éste es  $V_{TL}$ , esto también se aprecia a partir de las formas de las ondas de la figura III.8.1.3.1.1c, donde se ve que durante los tiempos de crecimiento de  $V_I$  la salida salta cuando  $V_I$  cruza  $V_{TH}$ , pero durante los tiempos de decrecimiento de  $V_I$ , ésta salta cuando  $V_I$  cruza  $V_{TL}$ .

Obsérvese también que bajo control externo, las porciones horizontales de la VTC se pueden transferir en cualquier dirección, pero las posiciones verticales pueden ser desplazadas sólo en un *sentido a favor del movimiento de las manecillas del reloj*, bajo el efecto regenerativo de la retroalimentación positiva.

Se dice que una VTC con dos puntos disparadores diferentes exhibe *histéresis*. El *ancho* de la histéresis se define como

$$\Delta T_T = V_{TH} - V_{TL} \text{ Ecuación III.8. 2.1.1.2}$$

y en el presente caso se puede expresar como

$$\Delta V_T = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (V_{OH} - V_{OL}) \text{ Ecuación III.8. 2.1.1.3}$$

Con los valores de componentes mostrados,  $\Delta V_T = 10V$ , si así se desea,  $\Delta V_T$  puede modificarse mediante el cambio de la relación  $R_1/R_2$ , al disminuir esta relación  $V_{TH}$  y  $V_{TL}$  estarán más juntos hasta que, en el límite  $R_1/R_2 \rightarrow 0$ , los dos segmentos verticales coincidan en el origen, entonces, el circuito es un detector inversor de cruce por cero (franco).

### 8.1.3.2. Disparador Schmitt No Inversor.

El circuito de la Figura III.8.1.3.2.1a es similar al de la Figura III.8.1.3.1.1a, excepto que  $V_I$  se aplica ahora en el lado no inversor, para  $V_I < 0$  la salida se saturará en  $V_{OL}$ , si se desea cambiar el estado de  $v_o$ ,  $V_I$  se debe incrementar hasta un valor lo suficientemente alto para llevar a  $V_p$  a cruzar  $V_N = 0$ , puesto que ése es el momento en el que el comparador se dispara, este valor de  $V_I$ , acertadamente denotado como  $V_{TH}$ , debe ser tal que  $(V_{TH} - 0)/R_1 = 0 - V_{OL}/R_2$ ,

o bien

$$V_{TH} = -\frac{R_1}{R_2} V_{OL} \text{ Ecuación III.8.2.1.2.1}$$

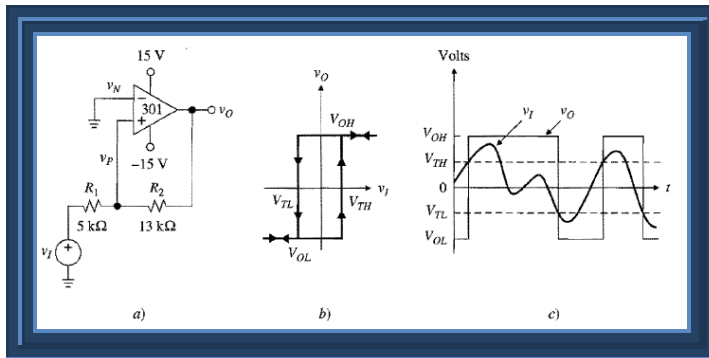


Figura III.8.1.3.2.1. Circuito Schmitt No Inversor.

Una vez que  $V_O$  ha saltado hasta  $V_{OH}$ ,  $V_I$  se debe reducir si se quiere que  $V_O$  salte de regreso hasta  $V_{OL}$ , el voltaje de disparo  $V_{TL}$  es tal que

$$\frac{V_{OH}-0}{R_2} = (0 - V_{TL})/R_1, \text{ o bien}$$

$$V_{TL} = -\frac{R_1}{R_2} V_{OH} \text{ Ecuación III.8.2.1.2.2}$$

La VTC resultante, que se muestra en la Figura III.8.1.3.2.1b, difiere de la de la Figura III.8.1.3.1.1b en la cual los segmentos verticales se trasladan en una dirección *en contra del movimiento de las manecillas del reloj* (franco), la forma de onda de la salida es similar a la del disparador Schmitt Inversor, excepto por una polaridad invertida, el ancho de histéresis es ahora:

$$\Delta V_T = \frac{R_1}{R_2} (V_{OH} - V_{OL}) \text{ Ecuación III.8.2.1.2.3}$$

Y ésta se puede variar al cambiar la relación  $R_1/R_2$ . En el límite  $R_1/R_2 \rightarrow 0$  se obtiene un detector no inversor de cruce por cero.

### 8.1.3.3. Desvío de la VTC, (ver el OPAMP que esta alimentado con una sola fuente).

En los disparadores Schmitt de una sola alimentación, surge la necesidad de desviar la VTC de forma que ésta pertenezca por completo al primer cuadrante, el circuito de la Figura III.8.1.3.3.1a, alcanza el desvío positivo mostrado en la Figura III.8.1.3.3.1b, mediante el uso de una resistencia jaladora  $R_2$  (franco).

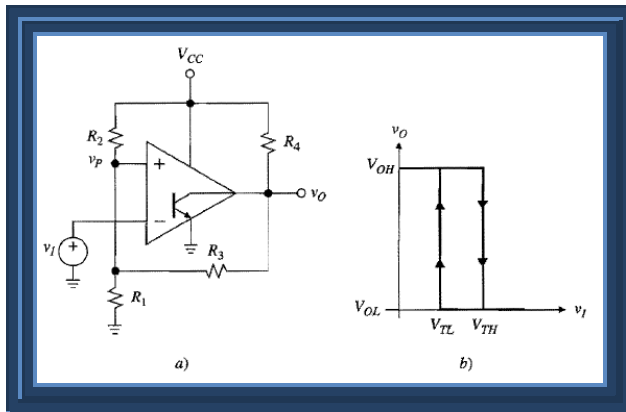


Figura III.8.1. 3.3.1. Circuito Comparador con una sola fuente.

Con el fin de encontrar ecuaciones adecuadas de diseño, se aplica el principio de superposición y se escribe:

$$V_P = \frac{R_1 \parallel R_3}{(R_1 \parallel R_3) + R_2} V_{CC} + \frac{R_1 \parallel R_2}{(R_1 \parallel R_2) + R_3} V_O \quad \text{Ecuación III.8. 2.1.3.1}$$

Del circuito se obtiene  $V_{OL} \cong 0V$ , para lograr que  $V_{OH} \cong V_{CC}$ , se especifica  $R_4 \ll R_3 + (R_1 \parallel R_2)$ , al establecer  $V_P = V_{TL}$  para  $V_O = V_{OL} = 0$ , y  $V_P = V_{TH}$  para  $V_O = V_{OH} = V_{CC}$ . Se obtiene:

$$V_{TL} = \frac{R_1 \parallel R_3}{(R_1 \parallel R_3) + R_2} V_{CC} \quad \text{0 out} \quad V_{TH} = \frac{R_1}{(R_2 \parallel R_3) + R_1} V_{CC} \quad \text{Ecuación III.8. 2.1.3.2}$$

Reordenando términos se obtiene:

$$\frac{1}{R_2} = \frac{V_{TL}}{V_{CC} - V_{TL}} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} \right) = \frac{V_{CC} - V_{TH}}{V_{TH}} \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) \quad \text{Ecuación III.8. 2.1.3.3}$$

Como se tienen dos ecuaciones y cuatro resistencias desconocidas, se fijan dos de estas últimas, por ejemplo  $R_4$  y  $R_3 \gg R_4$ , y después se resuelve para las otras dos del circuito comparador de voltaje inversor con histéresis, como indica la figura III.8.1.3.3.2 propuesto.



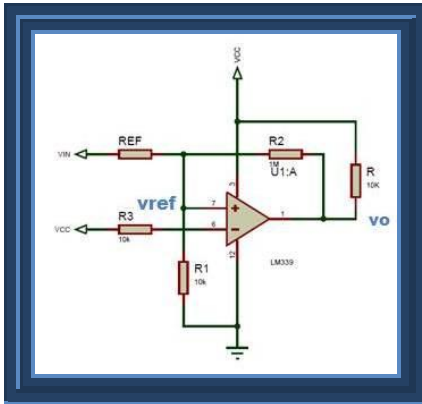


Figura III.8.1.3.3.2. Comparador Inversor con histéresis.

Otra forma de sacar el voltaje de la resistencia es como lo hace el fabricante con el voltaje de referencia igual:

$$V_{REF} \approx \frac{V_{CC} \times R_1}{R_{REF} + R_1} \text{ Ecuación III.8. 2.1.3.4}$$

El valor aproximado que tiene que tener R3

$$R_3 \approx R_1 \parallel R_{REF} \parallel R_2 \text{ Ecuación III.8. 2.1.3.5}$$

El voltaje de referencia en alto

$$V_H = \frac{R_1 \parallel R_{REF}}{R_1 \parallel R_{REF} + R_2} [V_{O(MAX)} - V_{O(MIN)}] \text{ Ecuación III.8. 2.1.3.6}$$

El valor que tiene que tener R2

$$R_2 \gg R_{REF} \parallel R_1 \text{ Ecuación III.8. 2.1.3.7}$$

En la Figura III.8.1.3.3.3a se muestra la configuración no inversora del disparador Schmitt de una sola alimentación. Aquí, la función de R1 y R2 es proporcionar una polarización adecuada para VN. Si se establece  $R_5 \ll R_3 + R_4$  para asegurar que  $V_{OH} \cong V_{CC}$ , y siguiendo una línea de razonamiento similar se puede demostrar fácilmente que

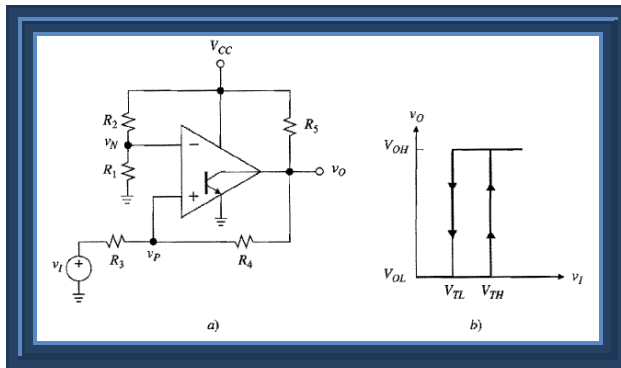


Figura III.8.1.3.3.3. Disparador Schmitt no Inversor.

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{V_{TH} - V_{TL}}{V_{CC}} \frac{R_2}{R_1} = \frac{V_{CC} - V_{TL}}{V_{TH}} \quad \text{Ecuación III.8. 2.1.3.8}$$

De igual forma por cortesía de On semiconductor se muestra cómo sacar de forma alternativa el valor de los componentes<sup>1</sup>. Con el voltaje de referencia:

$$V_{REF} = \frac{V_{CC} + R_1}{R_{REF} + R_1} \quad \text{Ecuación III.8. 2.1.3.9}$$

El cálculo de R2 es igual

$$R_2 \approx R_1 \parallel R_{REF} \quad \text{Ecuación III.8. 2.1.3.10}$$

Con el voltaje de ventana

$$V_H = \frac{R_2}{R_2 + R_3} [(V_{OMAX} - V_{OMINI})] \quad \text{Ecuación III.8. 2.1.3.11}$$

## 9. Conversión Digital a Analógica.

Básicamente, la conversión D/A es el proceso de tomar un valor representado en el código digital y convertirlo en un voltaje o corriente que sea proporcional al valor digital, la Figura III.9.1 muestra el diagrama a bloque de un convertidor D/A común de cuatro bits las entradas digitales D, C, y A se derivan generalmente del registro de salida de un sistema digital (TOCCI, 01/01/2003), se muestran los diferentes números binarios representados por esto 4 bits:

<sup>1</sup> Por favor revisar la hoja de dato de ese fabricante

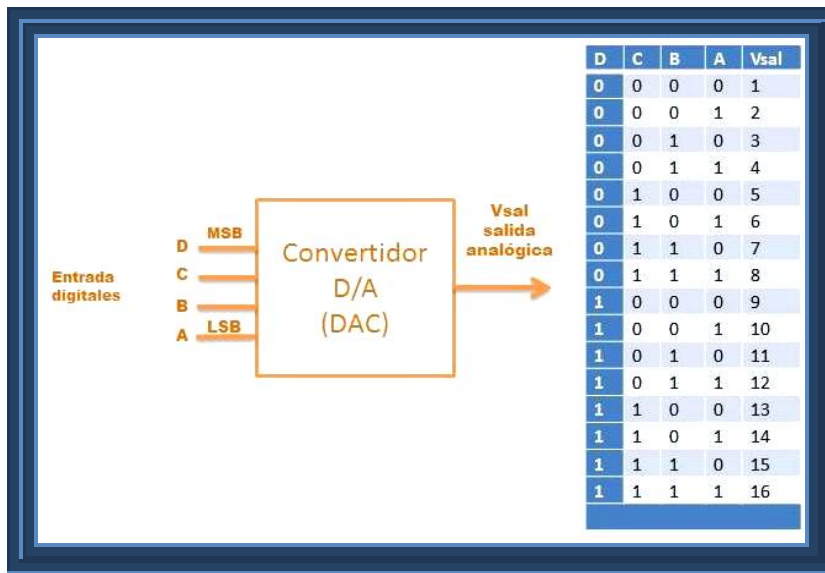


Figura III.9.1. Convertidor D/A de 4 bits.

$$2^4 - 16 \quad \text{Ecuación III.9. 1}$$

Para cada número de entrada, el voltaje de salida del convertidor D/A es un valor distinto, de hecho, el voltaje de salida analógico de  $V_{SAL}$  es igual en voltios al número binario, también podría tener dos veces el número binario o algún otro factor de proporcionalidad, la misma idea sería aplicable si la salida del D/A fuese la corriente  $I_{SAL}$

En general,

$$\text{salida analógica} = k \times \text{entrada digital} \quad \text{Ecuación III.9. 2}$$

Donde k es el factor de proporcionalidad y tiene un valor constante para un DAC dado, la salida analógica puede ser un voltaje o una corriente, para el D/A de la figura k=1, así que

$$V_{SAL} = (1) \times \text{entrada digital} \quad \text{Ecuación III.9. 3}$$

Se puede utilizar la expresión anterior para calcular  $V_{SAL}$  para cualquier valor digital de entrada. Por ejemplo, con una entrada digital de  $1100_2 = 12_{10}$ .

$$V_{SAL} = 1V \times 12 = 12V$$

La salida analógica desde un punto de vista técnico, la salida de un DAC no es una cantidad analógica ya que solo puede tomar valores específicos, como los 16 posibles niveles de voltaje para  $V_{SAL}$  en la Tabla III.9. 1.

Se puede reducir la diferencia entre dos valores consecutivos al aumentar el número de diferentes salidas mediante el incremento del número de bits de entrada (TOCCI, 01/01/2003). Esto permitirá producir una salida cada vez más similar a una cantidad analógica que varía de manera continua sobre un rango de valores, la salida del DAC es una cantidad pseudo-analógica.

Otra característica del DAC es el factor de ponderación de entrada, para el DAC de la figura III.9.1. Debe observarse que cada entrada digital contribuye con una cantidad diferente a la salida analógica, esto se puede apreciar fácilmente si se examina los casos donde solo una entrada es ALTA. A las contribuciones de cada entrada digital se le asignan factores de ponderación según su posición en el número binario, por tanto A, que es el LSB, tiene un factor de ponderación de 1v, B de 2v, C de 4v y D, el MSB, tiene el mayor 8v, los factores de ponderación se duplican sucesivamente por cada bit, comenzando con el LSB como podemos observar en la tabla III.9.1.

D	C	B	A	VSAL
0	0	0	1	1
0	0	1	0	2
0	1	0	0	4
1	0	0	0	8

Tabla III.9. 1 Contribución de cada entrada digital al voltaje de salida.

Por consiguiente, se considera  $V_{sal}$  como la suma de los factores de ponderación de las entradas digitales, para hallar  $V_{sal}$  para la entrada digital 0111 se suma los factores de ponderación de los bits C, B y A, a fin de obtener  $4v+2v+1v=7v$ .

### 9.1. Resolución. (tamaño de paso).

La resolución de un convertidor D/A se define como la menor variación que puede ocurrir en la salida analógica como resultado de un cambio en la entrada digital, haciendo referencia a la tabla figura, se aprecia que la resolución es 1v, puesto que  $V_{sal}$  puede variar en no menos de 1v cuando cambia el código de entrada.

La resolución siempre es igual al factor de ponderación del LSB y también se conoce como tamaño de paso ya que es la cantidad  $v_{sal}$  que variara cuando el código de entrada pase de un estado al siguiente, esta idea está mejor ilustrada en la Figura III.9.1.1, donde las salidas de contador binario de cuatro bits son las entradas al DAC.

Conforme el contador pasa por sus 16 estados al aplicarse los pulsos de reloj, se observa que la salida del DAC es una forma de onda de escalera, que cambia 1v por paso, cuando el estado del contador es 1111, la salida del DAC alcanza su máximo valor de 15vol este valor es la salida a escala completa, cuando el contador vuelve de nuevo al estado 0000, la salida del DAC regresa a 0. La resolución o tamaño del paso o el tamaño de los escalones en la forma de onda en escalera, en este caso, cada paso es de 1v (TOCCI, 01/01/2003).

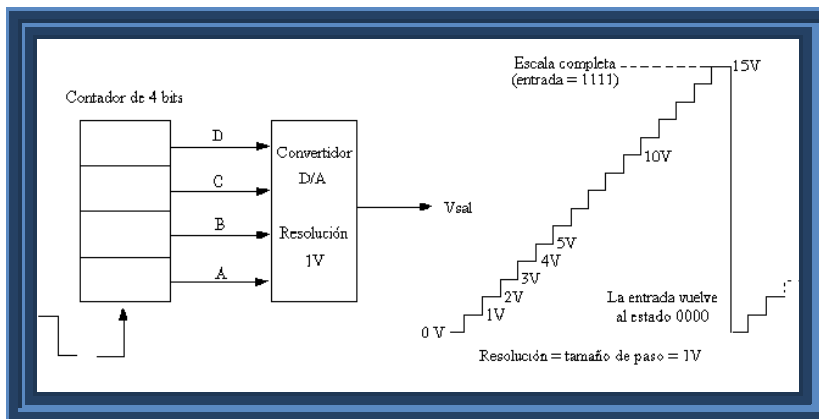


Figura III.9.1.1 Resolución o tamaño de paso.

La escalera tiene 16 niveles, los que corresponde a los 16 estados de entrada, pero solo existen 15 pasos o escalones entre el nivel 0v y el de escala completa.

En general, en un DAC de N bits el número de estados diferentes es  $2^N$  mientras que el de paso es la resolución es igual al factor de proporcionalidad que aparece en la relación entrada/salida del DAC

$$2^N - 1. \text{Ecuación III.9. 1.1}$$

$$\text{salida analógica} = k \times \text{entrada digital} \text{Ecuación III.9. 1.2}$$

Una nueva interpretación de esta expresión sería que la entrada digital es igual al número o tamaño del paso k es la cantidad de voltaje y la salida es el producto de los dos (TOCCI, 01/01/2003).

### 9.1.1. Porcentaje de resolución.

Aunque la resolución se puede expresar como la cantidad de voltaje o corriente por paso. Resulta más útil expresar como un porcentaje de la salida a escala completa. Para ilustrar lo anterior el DAC de la Figura III.9. tiene una salida a escala completa máxima de 15v(cuando la entrada digital es 1111 (TOCCI, 01/01/2003). Tamaño de paso es 1v, lo que da una resolución porcentual de

$$\text{resolución porcentual} = \frac{\text{tamaño de paso}}{\text{escala completa (F.S.)}} \times 100\% \text{Ecuación III.9. 1.1.1}$$

$$= \frac{1V}{15V} \times 100\% = 6.67\%$$

### 9.2. Convertidor digital analógico Red de escalera R-2R.

El convertidor digital-analógico (DAC) de escalera o red R-2R es un circuito electrónico formado por resistencias, alternando dos valores posibles, donde un valor debe ser el doble del otro, haciendo uso de la red R-2R para generar una señal analógica a partir de los datos digitales que se presenten en sus entradas. A diferencia del DAC de pesos ponderados, el de red R-2R solo necesita dos valores de resistencias. Lo que lo hace mucho más sencillo (Rosa).

Una red R-2R permite de una forma simple y económica implementar un convertidor digital-analógico (DAC), enlazando grupos de resistencias de precisión alternando los dos valores posibles en una escalera. Al igual que el modelo de resistencias ponderadas, consta de una red de conmutadores, una referencia estable de tensión y la red o escalera R-2R de precisión.

La salida se conecta a un circuito aislador que permite conectarlo sin carga a la siguiente etapa, en los DAC multiplicados la escalera R-2R usa el voltaje de referencia como una entrada, este puede variar sobre el rango máximo de voltaje del amplificador y es multiplicado por el código digital (Rosa).

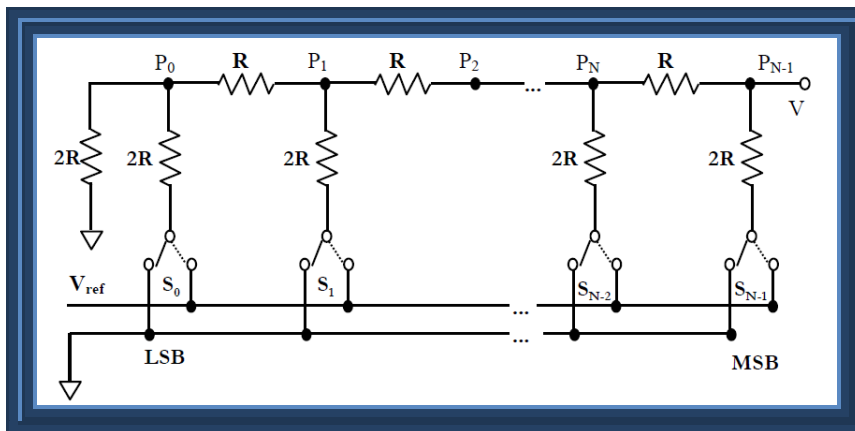


Figura III.9.2.1 Convertidor digital analógico red de escalera 2-2R de M entradas.

El análisis de la escalera se realiza evaluando los equivalentes de Thêvenin desde los puntos señalados en la figura III.9.2.2 desde cualquiera de estos puntos la resistencia equivalente resulta ser R, desde P0 es trivial ver que el equivalente paralelo es  $2R//2R=R$ , desde P1 hay que hacer algo más pero también es fácil ver que vale R (Rosa). Aplicando superposición:

$$V_o = V_{o0} + V_{o1} + V_{o2} + V_{o3} \text{ Ecuación III.9. 2.1}$$

Suponiendo activas toda las llaves  $s_o$

$$V_o = \frac{V_{REF}}{16} + \frac{V_{REF}}{8} + \frac{V_{REF}}{4} + \frac{V_{REF}}{2} \text{ Ecuación III.9. 2.2}$$

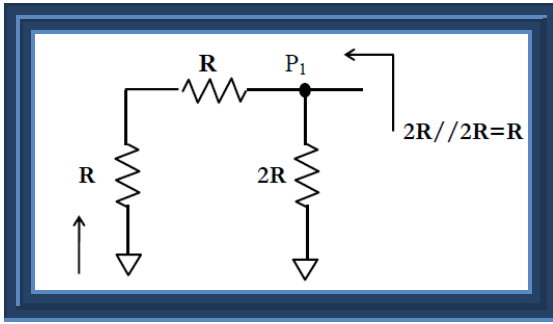


Figura III.9.2.2. Paralelo del punto P0 al punto P1.

$$V_o = \sum_{j=0}^N \frac{s_j \times V_R}{2^{N-j}} \text{ Ecuación III.9. 2.3}$$

Donde N es el número de bits  $s_j = 0$  si la llave está inactiva y  $s_j = 1$  si esta activa

Las tensiones equivalentes vistas desde los puntos son:

$$\text{Hasta } p_0 V_{EQU} = \frac{s_0 v_{ref}}{2} \text{ Ecuación III.9. 2.4}$$

$$\text{Hasta } p_1 V_{EQU} = \left[ \frac{s_0}{2^N} + \frac{s_1}{2^{N-1}} \right] \times V_{REF} \text{ Ecuación III.9. 2.5}$$

$$\text{Hasta } p_2 V_{EQU} = \left[ \frac{s_0}{2^N} + \frac{s_1}{2^{N-1}} + \frac{s_2}{2^{N-2}} \right] \times V_{REF} \text{ Ecuación III.9. 2.6}$$

$$\text{Hasta } p_{N-1} V_{EQU} = \left[ \frac{s_0}{2^N} + \frac{s_1}{2^{N-1}} + \frac{s_2}{2^{N-2}} + \dots + \frac{s_{N-1}}{2} \right] \times V_{REF} \text{ Ecuación III.9. 2.7}$$

En efecto, desde  $p_0$  se ve una resistencia  $2R$  y desde  $p_1$  queda una resistencia equivalente de valor  $R$ , el resto de la cuentas se realiza con divisores de tensión, los CDA de resistencia ponderadas y en escalera se emplean en procesos de conversión lineales.



## IV. Materiales y Método.

### 1. Descomposición factorial del inversor.

Para lograr cumplir los objetivos de este trabajo, se optó por la metodología de dividir en partes el problema. En la figura IV.1.1 presentamos los bloques del inversor multinivel, cuya funciones fueron previamente planificada, como es la adquisición de datos, potencia (Convertidores puente H), sistema de control (el MCU, programación, etc.).

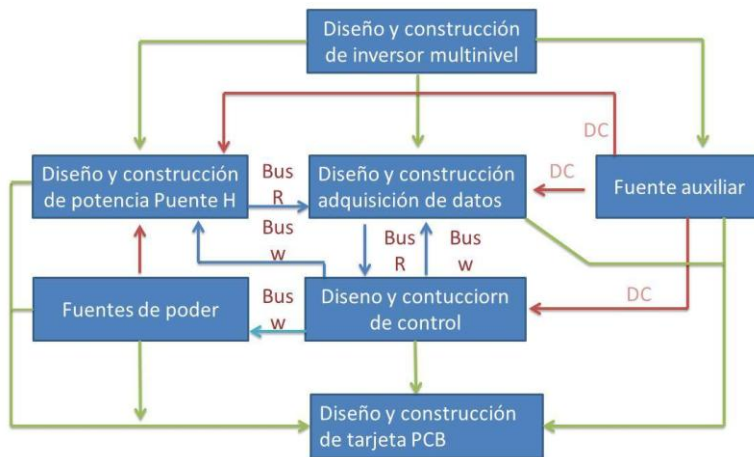


Figura IV.1.1. Diagrama en bloque del Inversor Multinivel diseñado.

Los bloques, no describen específicamente que circuitos realizan cada una de esas funciones, solo describen como están interrelacionados, en los siguiente capítulo se describe como dar solución a cada uno de esos bloques<sup>2</sup> que conforman al inversor en base al marco teórico y a criterio personal ya que no hay mucha información sobre los inversores multinivel, al final del capítulo se dan los requerimientos que necesita la fase B de esta monografía y que la fase A tiene que suministrar.

### 2. Diseño y construcción del inversor.

En esta parte se presentan los procedimientos y requerimientos necesarios para el diseño e implementación de los sistemas electrónicos de control que nos permitan

<sup>2</sup> Los bloques de fuente de poder y auxiliar se trata en la fase A de esta monografía por su complejidad que conlleva su diseño.

alcanzar los objetivos planteados en la Fase B del proyecto monográfico, cuyas actividades son las siguientes:

## 2.1 Descripción y Asignación de pines del PIC16F877A.

Dentro de los objetivos de esta monografía esta utilizar al PIC16F877A como el control total<sup>3</sup> para el inversor. Debido a que los cuatro puentes H y los circuitos de adquisición de datos son las dos partes que conforman al inversor en cuestión, es necesario determinar que hay suficientes entradas analógicas como digitales temporizadores, prescaler etc. para satisfacer todas las funciones que realizara el inversor, si por alguna razón hipotética hiciera falta pines de E/S se tendría el problema de integrar circuitería del sistema de adquisición de datos.

Luego de estudiar las E/S del PIC16F877, determinamos que este MCU tiene todos los recursos de hardware para desarrollar nuestra aplicación, es decir cuenta con suficiente pines de entrada y salidas para suplir todas las funciones que hará el inversor en forma individual para cada uno de los circuito de adquisición de datos, en la siguiente tabla IV.2.1.1 se muestra la distribución de pines para cada uno de los circuitos, con esto ya se puede trabajar en los circuitos de adquisición de datos buscando que su salida sea compatible con los pines asignados al PIC.

PIN	Identificación	Asignación	Comentarios
1	MCLR/VPP	Master- RST	Este pin se activa Low
2	RA0/AN0	EA-01	Voltaje – AC
3	RA1/AN1	EA-02	Corriente-AC
4	RA2/AN2/VREF-	EA-03	DAC_Fallas-LM358
5	RA3/AN3/VREF+	EA-04	Voltaje-Batería
6	RA4/T0CKI	ED_FREQ.	Medición de frecuencia Out
7	RA5/SS/AN4	SALIDA-DIGITAL	LIBRE

<sup>3</sup>Control total se entiende por qué puede encender y apagar la fuente de poder no porque el pic controle las conmutación de la fuente ya que la fuente tiene su control especializado para eso, determina también si los voltaje están dentro de los niveles adecuado etc.

8	RE0/RD/AN5	SD-01	Detección –Batería
9	RE1/WR/AN6	SD_ShutDown	Control-SD_del_PWM
10	RE2/CS/AN7	SD-LED	Control-LED_ON/OFF
11	<b>VDD</b>	<b>+5V dc</b>	<b>Voltaje de alimentación</b>
12	<b>VSS</b>	<b>Gnd</b>	<b>Voltaje de alimentación</b>
13	OSC1/CLKIN	Crystal	20Mhz.
14	OSC2/CLKOUT	Crystal	20Mhz.
15	RC0/T1OSO/T1CKI	SD_SW01(Q1)	Puente-H1 (Q1)
16	RC1/T1OSI/CCP2	SD_SW02 (Q2)	$V_{in} = +17v$ DC (Q2)
17	RC2/CCP1	SD_SW03 (Q3)	Auxiliar 2 (Q3)
18	RC3/SCK/SCL	SD_SW04 (Q4)	Puente-H1 (Q4)
19	RD0/PSP0	SD_SW05 (Q5)	Puente-H2
20	RD1/PSP1	SD_SW06 (Q6)	$V_{in} = +34v$ DC
21	RD2/PSP2	SD_SW07 (Q7)	Auxiliar 2
22	RD3/PSP3	SD_SW08 (Q8)	Puente-H2
23	RC4/SDI/SDA	SD_SW09 (Q9)	Puente-H3
24	RC5/SDO	SD_SW10 (Q10)	$V_{in} = +51v$ DC
25	RC6/TX/CK	SD_SW11 (Q11)	Auxiliar 1
26	RC7/RX/DT	SD_SW12 (Q12)	Puente-H3
27	RD4/PSP4	SD_SW13 (Q13)	Puente-H4
28	RD5/PSP5	SD_SW14 (Q14)	$V_{in} = +68v$ DC
29	RD6/PSP6	SD_SW15 (Q15)	Principal
30	RD7/PSP7	SD_SW16 (Q16)	Puente-H4
31	<b>VSS</b>	<b>+5V dc</b>	<b>Voltaje de alimentación</b>
32	<b>VDD</b>	<b>Gnd</b>	<b>Voltaje de alimentación</b>
33	RB0/INT	ED_Fail	Falla-General
34	RB1	SD	LED-LCD-DISPLAY
35	RB2	SD/input-fail-curr-ac	RS-LCD/Fila-Keypad-input
36	RB3/PGM	SD/input-fail-VAC	E-LCD/Fila-Keypad-input
37	RB4	SD/input-fail-voltaje	D4-LCD/Columna-Keypad
38	RB5	SD/input-fail-voltaje	D5-LCD/Columna-Keypad
39	RB6/PGC	SD/input-fail-voltaje	D6-LCD/Columna-Keypad
40	RB7/PGD	SD/input-fail-voltaje	D7-LCD/Columna-Keypad

Tabla IV.2. 1.1

## 2.2 Diagrama de flujo del algoritmo del prototipo.

Los diagramas de flujo son una excelente herramienta para representar gráficamente las distintas operaciones que componen un procedimiento o parte de esto, y la secuencia de operaciones de las rutinas. La figura IV2.2.1 representa el algoritmo utilizado para el control del inversor multinivel, el esquema propuesto indica cómo está estructurada la lógica a seguir para desarrollar el pseudocódigo para nuestra aplicación.

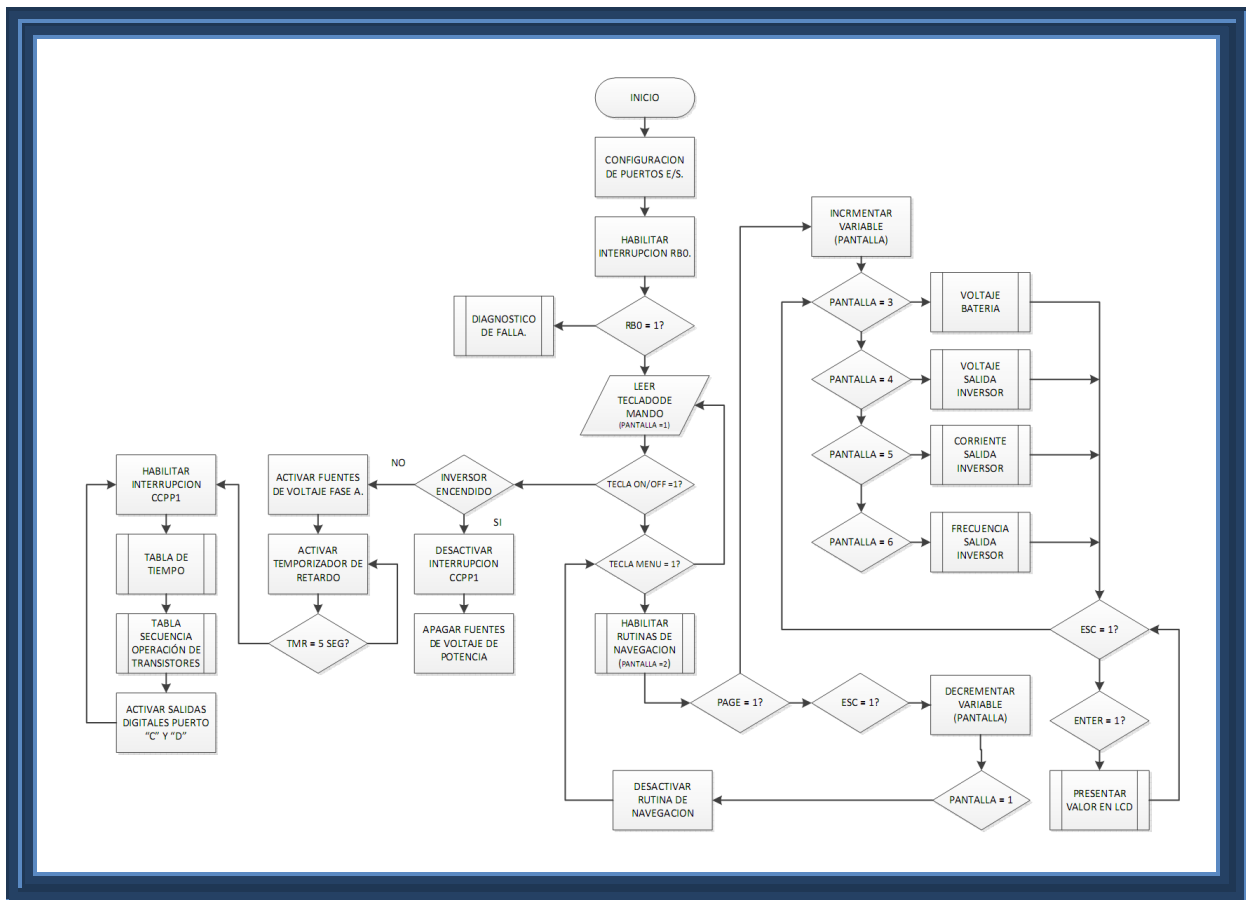


Figura IV.2.2.1. Flujograma implementado en el programa de control del Inversor Multinivel.

## 2.3 Diseño y construcción de los circuitos de potencia.

Diseñar el inversor de 41 escalones con potencia de salida de 600 watts a 60hz con un voltaje de salida de 120 voltios está relacionado con el diseño de cada uno de los puente H que se colocan es cascada. El diseño del puente empieza definiendo cuanto niveles podría alcanzar con 4 puente H, a la vez los voltajes que

alimentan a cada uno de los puentes también influye en el número de niveles por eso es importante definirlos adecuadamente.

El siguiente paso es determinar qué combinación de fuentes permite ir formando la señal con el menor número de pasos posible para que la señal de salida tome la forma de onda senoidal que se requiere y no se mire distorsionada o el salto al siguiente escalón sea muy pronunciado.

Esto se logra mediante el control de los MOSFET de los cuatro puentes H, se hace una tabla de combinaciones que indique cómo se tiene que encender cada uno de los MOSFET de los cuatro puentes H, puede haber dos combinaciones de fuentes que permitan formar un mismo voltaje de un escalón, pero no sucede en todos los niveles. Lo que se persigue en el diseño es que el trabajo de cada una de las fuentes sea equitativo con esto se logra que se distribuya el calor sin permitir que una fuente se caliente más que la otra.

El tercer paso es determinar qué tiempo ocupará cada escalón en los 16.66ms que equivalen a los 60Hz de la señal de salida del inversor con un espacio de tiempo muerto para cada escalón para no provocar un corto circuito entre las dos ramas de cada puente H.

En este proceso de selección del tiempo se ven involucrados dos factores: el retardo de toda la circuitería de los puentes (apagado y encendido de los MOSFET, los controladores de los MOSFET, la pista del PCB, etc.) y el programa que controla el tiempo de encendido y apagado que en combinación los dos determinan la señal de 60Hz.

Para el caso de los controladores MOSFET hay un circuito integrado el  $ir2110^4$  que sirve para controlar un brazo completo de cada puente H este integrado lleva un circuito llamado bootstrap, este circuito es el responsable que se encienda correctamente el MOSFET superior y que a tiempo se apague aunque la frecuencia con que opera los MOSFET es muy baja no hay ningún inconveniente.

---

<sup>4</sup>Este integrado es seleccionado para simplificar la circuitería ya que los controles de MOSFET se pueden construir con otros circuitos, esto nos ahorra espacio y las fallas de los circuitos son menores

### 2.3.1 Niveles del Inversor Multinivel.

La señal de 41 escalones es la que se muestra<sup>5</sup> en la figura IV.2.3.1.1 Son 20 niveles del ciclo positivo, el nivel cero y los 20 niveles del ciclo negativo para formar los 41 escalones<sup>6</sup>; esta forma de onda es una síntesis de cuatro voltaje de DC que están en los cuatro puentes H en cascada, dicho de otra manera cada puente tiene asignado una fuente, en los puentes se van sumando los voltaje internamente para generar una señal senoidal escalonada.

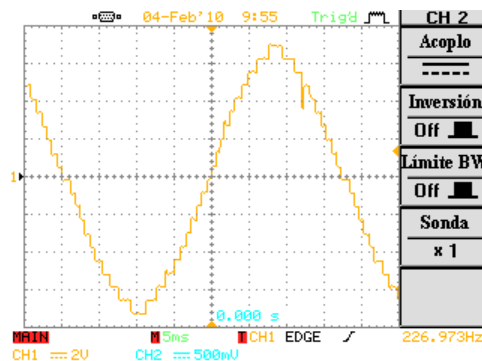


Figura IV.2.3.1.1. Forma de onda del voltaje de salida del Inversor Multinivel.

Para diseñar el inversor con los 41 escalones, se requiere diseñar cuatro puentes H en cascada vea la figura IV.2.3.1.2 el número de niveles esta también relacionado con los voltaje aplicado en cada puente H, se tiene mayor número de niveles cuando los voltaje son asimétricos que cuando todo los voltajes en los cuatro puentes son del mismo valor.

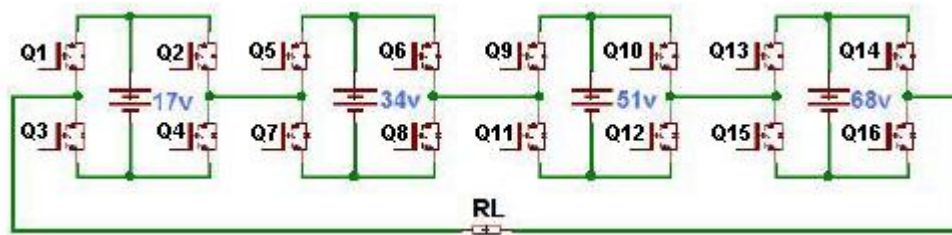


Figura IV.2.3.1.2. Convertidor de cuatro puentes H en cascada con fuentes aisladas.

<sup>5</sup>La frecuencia que se muestra en esta toma todavía no está fijada a 60Hz pero si está el número de escalones

<sup>6</sup>El cálculo de los niveles no tiene que ver con la frecuencia de operación solo con la amplitud de la señal son conceptos distintos. la frecuencia va tener relación en el tiempo de encendido

Un puente H es capaz de generar tres estados posibles  $-V_{cc}$ , cero y  $+V_{cc}$ , en combinación los cuatro, pueden alcanzar 81 niveles, la siguiente formula que lo demuestra

$$\#_{\text{de niveles}} = 3^4 = 81 \text{ niveles} \text{ Ecuación III.3. 2}$$

Se puede lograr obtener 81 niveles lo que tiene que hacer es usar las mismas fuentes y el mismo número de puentes H, para mejor explicación observemos la siguiente figura IV. 2.3.1.3. Se seleccionó los 41 escalones y las fuentes nunca se contrarrestan, siempre se suman internamente en los puentes.

Sea cuando se esté en el ciclo positivo o en el negativo mientras que con los 81 escalones los voltajes se restan entre sí como resultado las fuentes absorben potencia en un tiempo<sup>7</sup> y en otro la entregan.

En ese sentido el rendimiento de la batería disminuye ya que hay energía que no es útil a la carga, se mejora un poco más la resolución sacrificando la durabilidad de la batería, por lo que se escogió obtener una señal de 41 escalones que aunque de menor resolución que una de 81 escalones, sigue siendo muy buena su señal y tiene más durabilidad la batería y su rendimiento es mayor.

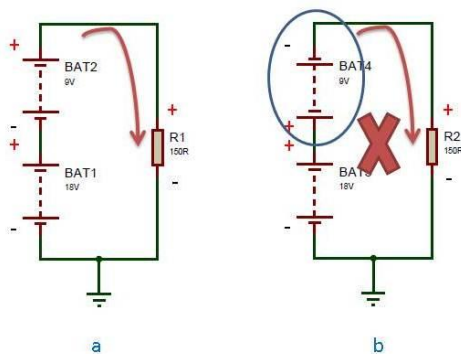


Figura IV. 2.3.1.3. Arreglo de las fuentes para conseguir un nivel de voltaje.

### Calculo de los valores de las cuatro fuentes de voltaje asimétricas:

Datos: Voltaje de salida = 120V rms.

<sup>7</sup> Se vuelve una carga que los único que hace a la salida es reducir el voltaje para logra la resolución de 81 haga la suma de la figura a y b los resultado de cada una son 27vol y 9 vol.

$$1_{vcc} + 2_{vcc} + 3_{vcc} + 4_{vcc} = 120\sqrt{2} \text{ Ecuación III.3.2}$$

$$10_{vcc} = 170 \text{ vp}$$

$$v_{cc} = \frac{170 \text{vp}}{10} = 17 \text{ voltios}$$

$$\text{fuente master} = 68 \text{ voltios}$$

Sustituyendo en la ecuación III.3.2 tenemos los demás voltajes

$$1_{pre \text{ aux}} = 51 \text{ voltios}; 2_{do \text{ aux}} = 34 \text{ voltios}; 3_{ro \text{ aux}} = 17 \text{ voltios}.$$

### 2.3.2 Secuencia de conmutación de los MOSFET de Puente-H.

La figura 2.3.2.1. representa el proceso de construcción de la señal, esta tiene dos ejes uno para el tiempo y otro para la amplitud se observan rectángulos a colores que simbolizan las fuentes, el paso de un escalón al otro es aproximadamente de 17 voltios, a medida que la señal incursiona desde cero hasta los 16.66ms los rectángulos se posicionan uno debajo del otro indicando una suma de voltajes, el punto donde se están sumando todas las fuentes es cuando ocurre el pico de la señal y el punto donde la señal es cero es cuando no hay ningún rectángulo.

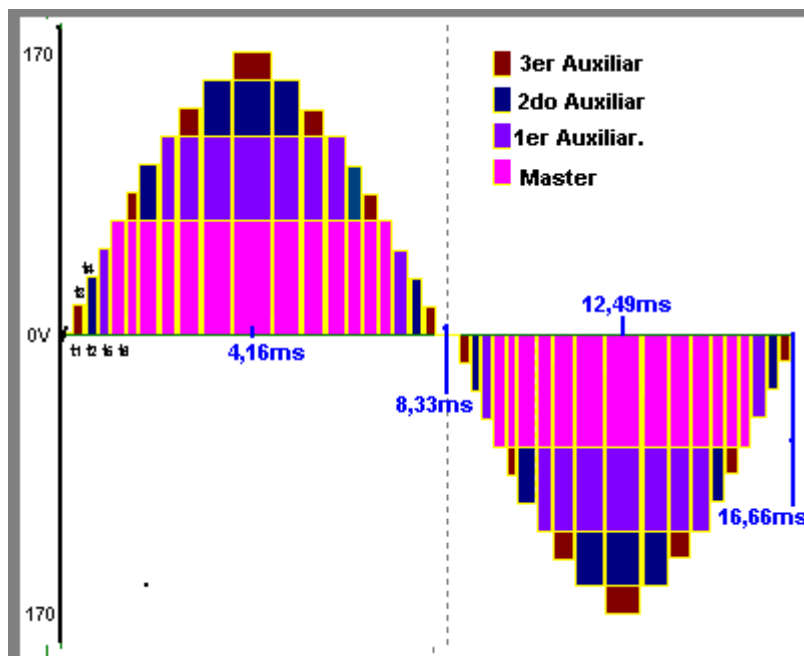


Figura IV.2.3.2.1. Forma de onda de los 41 escalones sintetizado.



Las fuentes master y el primer auxiliar permanecen sin cambiar lo cual indica que la frecuencia de operación del puente H en esas fuentes es baja, para la otra dos auxiliares, se puede observar que conmutan varias veces, lo que indica que la frecuencia de operación del puente H es más rápida.

En la siguiente tabla IV.2.3.2.1. Se muestran los voltajes esperados de cada uno de los escalones, solo se muestran los primeros diez escalones porque se aprovecha la simetría que tiene la señal.

# Nivel	Nivel de voltaje
1	18.1V.
2	35.6V.
3	53.8V.
4	73V.
5	85V.
6	102V.
7	119V.
8	136V.
9	153V.
10	170V.

**Tabla IV.2.3.2.1. Niveles de voltaje de los primeros diez escalones del inversor multinivel.**

La figura IV.2.3.2.2 se muestra los 4 puentes H en cascada (Cascade Full-Bridge Inverter), los interruptores que se muestran simbolizan los MOSFET de potencia, cada uno de los puentes tiene asignado una fuente de voltaje de menor a mayor<sup>8</sup>.

El escalón de 119 voltios, por ejemplo, se logra sumando la fuente master y el primer auxiliar (esclavo). En la figura IV.2.3.2.2 se muestra al lado de los puentes H dos fuente de voltaje que se están sumado que es equivalente a lo que sucede dentro de los puentes H.

<sup>8</sup> El orden en que se ponga la fuente del puente H no importa solo se tiene que vigilar que cuando se solicite su voltaje esté disponible, en todo caso la tabla ya no sería la misma, por otra parte esto es necesario en situación en el pcb ya que se tiene que poner la fuente donde mejor convenga y esto es una opción para cualquier eventualidad.

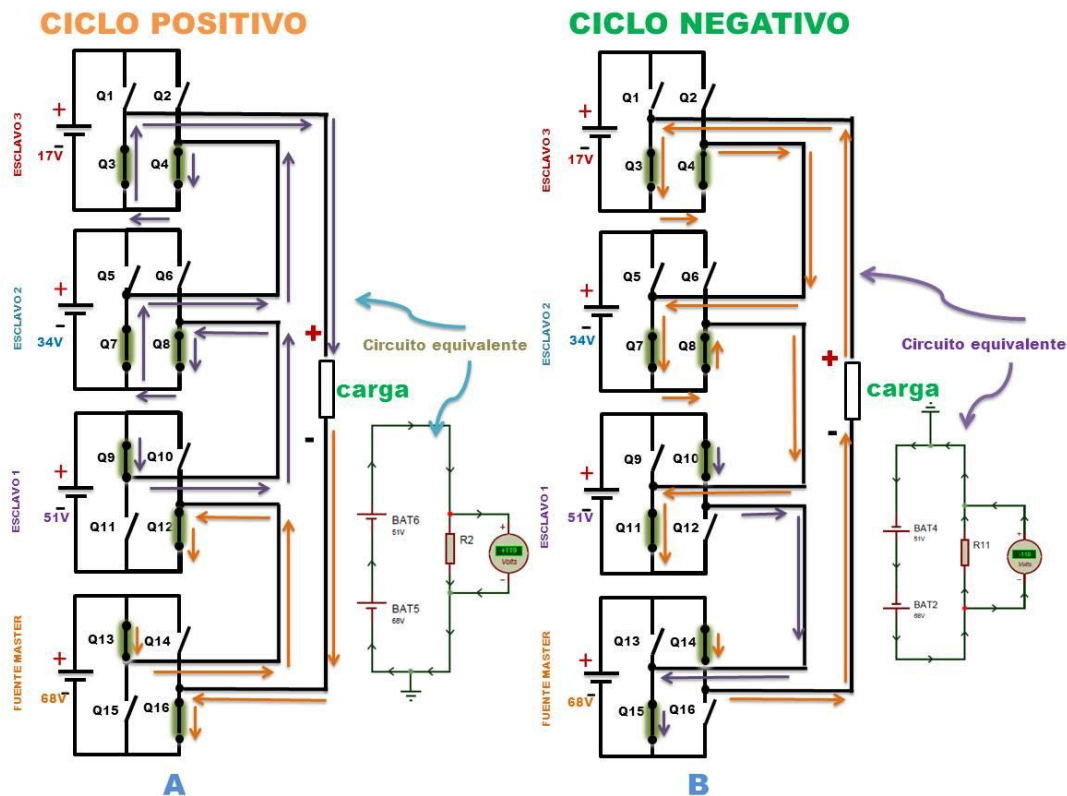


Figura IV.2.3.2.2. Secuencia de conmutación de los puentes H para generar un nivel 119V.

En la carga hay un punto de referencia que indica el sentido de la corriente, al fijar la corriente se obtiene fácilmente la polaridad que hay en dicho punto, esta puede ser negativa o positiva. Si la corriente sale del punto y entra a la carga entonces la polaridad es positiva pero si sale de la carga y entra al punto la polaridad es negativa. En función de esto para que la corriente salga en el ciclo positivo se toma el encendido del MOSFET como la figura a de IV.2.3.2.2 donde el MOSFET superior izquierdo con el MOSFET inferior derecho de cada puente forman el ciclo positivo, de igual manera el MOSFET superior derecho con el MOSFET inferior izquierdo forman el ciclo negativo<sup>9</sup>, no se permite que los dos MOSFET del mismo brazo estén encendidos ya que estarían en corto circuito<sup>10</sup>.

<sup>9</sup>Si se quisiera alcanzar los 81 niveles la fuente se tiene que restar entonces se hace combinación de la figura a y b

<sup>10</sup>Vea los anexo donde se muestra el resto de figura que forma la señal

Los puentes H de 34 voltios y 17 voltios podemos observarlos en la figura IV.2.3.2.2 que solo sirven para cerrar circuito, nótese que los MOSFET inferiores de los dos brazos están encendidos, esto sucede cuando en un determinado escalón no se utilice una fuente, no es regla que solo los MOSFET inferiores estén encendidos en este caso, también existe la posibilidad que con los MOSFET superiores pueda hacerse pero hay un inconveniente ya que el circuito bootstrap cierra circuito con el MOSFET inferior, esto permite que a mayor tiempo que el MOSFET inferior este encendido, el capacitor bootstrap se cargue completamente teniendo así suficiente potencial para encender el MOSFET superior en cualquier instante pero, al no estar encendido el MOSFET inferior el capacitor bootstrap no se carga y no logra encender correctamente el MOSFET superior debido a que es mejor usar los MOSFET inferiores para cerrar circuito al momento de energizar el PIC, todos los MOSFET de los cuatro puentes h están encendidos inicialmente sin verse en la salida señal ya que esto permite dar tiempo a que los condensadores del bootstrap se carguen antes de que el control empiece a trabajar.

Se puede conseguir hasta un máximo de cuarenta y un escalones con esta topología sintetizando los niveles de voltaje de las fuentes de voltaje aisladas, en la tabla IV.2.3.2.2 presentamos la secuencia de conmutación de los dieciséis MOSFET de potencia de los cuatro puentes H.

Secuencia de Conmutación de Puentes H.																
ESCLAVO 3				ESCLAVO 2				ESCLAVO 1				MASTER				
17				34				51				68				V
Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6	Q7	Q8	Q9	Q10	Q11	Q12	Q13	Q14	Q15	Q16	
1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	17
0	0	1	1	1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	1	34
0	0	1	1	0	0	1	1	1	0	0	1	0	0	1	1	51
0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	1	0	0	1	68
1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	1	1	0	0	1	85
0	0	1	1	1	0	0	1	0	0	1	1	1	0	0	1	102

0	0	1	1	0	0	1	1	1	0	0	1	1	0	0	1	119
1	0	0	1	0	0	1	1	1	0	0	1	1	0	0	1	136
0	0	1	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	153
1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	170
0	0	1	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	153
1	0	0	1	0	0	1	1	1	0	0	1	1	0	0	1	136
0	0	1	1	0	0	1	1	1	0	0	1	1	0	0	1	119
0	0	1	1	1	0	0	1	0	0	1	1	1	0	0	1	102
1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	1	1	0	0	1	85
0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	1	0	0	1	68
0	0	1	1	0	0	1	1	1	0	0	1	0	0	1	1	51
0	0	1	1	1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	1	34
1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	17
0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
0	1	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	-17
0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	-34
0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	1	1	-51
0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	0	-68
0	1	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	0	-85
0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	1	1	0	1	1	0	-102
0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	0	0	1	1	0	-119
0	1	1	0	0	0	1	1	0	1	1	0	0	1	1	0	-136
0	0	1	1	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	-153
0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	-170
0	0	1	1	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	-153
0	1	1	0	0	0	1	1	0	1	1	0	0	1	1	0	-136
0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	0	0	1	1	0	-119
0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	1	1	0	1	1	0	-102
0	1	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	0	-85
0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	0	-68
0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	1	1	-51
0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	-34
0	1	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	-17

Tabla IV.2.3.2.2. Estado de los MOSFET de los cuatro puentes H para generar cuarenta y un escalones.

### 2.3.3 Cálculo de los tiempos de conmutación de los MOSFET.

Para formar la señal de salida multinivel de 60Hz cada uno de los escalones tiene que ocupar su respectiva posición en el tiempo de los 16.66ms, en la figura 2.3.2.1  $t_1$  a  $t_2$  esta el escalón de menor voltaje de 17 voltios, de  $t_3$  a  $t_4$  hay un espacio muy pequeño de tiempo muerto<sup>11</sup>, luego de  $t_5$  a  $t_6$  esta encendido el siguiente escalón de 34 voltios y luego se repite el pequeño espacio de tiempo muerto alternadamente hasta completar el semiciclo positivo.

Pasando el último escalón de 17 del semiciclo positivo, aproximadamente entre 8.33ms hay un tiempo muerto más prolongado, es el principal de todos ellos, para que no ocurra un corto circuito en los puentes ya que es en este tiempo se da la transición de encender el brazo derecho de los puentes H para obtener el semiciclo negativo.

En el semiciclo negativo ocurre lo mismo que el semiciclo positivo hasta completarse el semiciclo completo luego de nuevo viene el tiempo muerto y así sucesivamente.

¿Calcular todos los tiempos de los 41 escalones?

Conocemos la frecuencia de operación (60Hz), y la frecuencia de trabajo del microcontrolador y con un tiempo de retardo de 10us entre un nivel y otro.

#### Desarrollo

La señal senoidal alterna está compuesta de infinitos puntos que forman la señal, cada punto de la señal representa una magnitud en este caso un voltaje, también a cada punto se le asocia un ángulo que genera ese punto en la señal, entre más pequeño sea el ángulo, la resolución del voltaje es mejor.

Teniendo el ángulo, directamente se obtiene el tiempo en que se da ese voltaje dentro de la señal alterna senoidal. En el cálculo se hace un barrido de ángulo de

---

<sup>11</sup>El tiempo muerto es necesario ya que depende de la repuesta de los MOSFET y circuito de control de MOSFET de igual manera depende del ciclo del cristal del micro controlador que está a 20 Mhz más un tiempo prudencial que le agreguemos al cambio de estado

0 a 360 grados para encontrar el voltaje justo o se puede tomar el voltaje para encontrar el ángulo.

La velocidad angular de 60Hz es:

$$\omega = 2\pi * 60\text{Hz} = 377 \text{ rad/s} \text{ Ecuación III.4. 6}$$

Encontrando el Angulo para 17 voltios:

$$v_{sal} = A_M \sin \alpha \text{ Ecuación III.4. 7}$$

$$\alpha = \sin^{-1} \frac{17v}{170v} = 5.73 \text{ grado} \text{ Ecuación III.4. 5}$$

Este es el grado que genera el voltaje de 17 ahora pasando a radianes

$$\text{rad} = \left( \frac{\pi}{180^\circ} \right) \times (\text{grados}) \text{ Ecuación III.4. 6}$$

$$\text{rad} = \left( \frac{\pi}{180^\circ} \right) \times (5.73^\circ) = 0.031\pi_{\text{rad}}$$

Encontrando el tiempo en función del Angulo se tiene

$$\text{velocidad angular} = \frac{\text{distancia (grados o radianes)}}{\text{tiempo (segundo)}} = \frac{\alpha}{t} \text{ Ecuación III.4. 7}$$

$$t = \frac{0.031\pi_{\text{rad}}}{377 \text{ rad/s}} = 0.00026694s \text{ tiempo inicial Ecuación III.4. 8}$$

Hasta este tiempo se tiene que mandar a encender el puente H que tiene la fuente de 17 voltios, desde el tiempo inicial cero hasta este tiempo encontrado no hay ningún escalón, se considera un tiempo muerto, este escalón tiene un tiempo final el cual es 10us, antes de que inicie el siguiente escalón, como el cristal es de 20Mhz, cada intrusión se ejecuta en cuatro ciclos del reloj que sería 200ns mas el tiempo de repuesta de los MOSFET más el tiempo de repuesta del circuito controlador de MOSFET más un tiempo prudencial estimado, da como resultado 10us.

Calculado el tiempo del escalón 34:

$$\alpha = \sin^{-1} \frac{34v}{170v} = 11.53 \text{ grado}$$

Convirtiendo a radianes

$$rad = \left( \frac{\pi}{180^\circ} \right) \times (11.53^\circ) = 0.064\pi_{rad}$$

$$t = \frac{0.064\pi_{rad}}{377 \text{ rad/s}} = 0.000534105s \text{ tiempo inicial}$$

Calculando el tiempo final del escalón de 17

$$t_{\text{final } 17} = 0.000534105 - 0.0000104 = 0.00052578$$

El ancho del escalón de 17 voltios es

$$D_{\text{Ancho } 17} = 0.00052578 - 0.00026694 = 0.000258846$$

Ya se tiene el primer escalón y el inicio del siguiente esto se repite hasta completar los 41 escalones, en la tabla IV.2.3.3.1 presentamos los tiempos de activación entre los diferentes niveles de voltajes que al sumarlos debemos obtener un periodo de 16,66ms para generar una señal de voltaje alterno de 60Hz.

### Posicionamiento del escalón en el tiempo.

Nivel	Escalón	$T_0$ (inicio)	$T_f$ (final)	$T_f - T_0$ (tiempo)	$t_d$ (retardo)
		A0	B0	B0-A0	(B1) -(A2)
1	0	(A1) 0	(B1) 0.00026694	0.00026694	
2	17	(A2) 0.00026694	(B2) 0.00052578	0.000258846	0.0000104
3	34	0.00053614	0.00079843	0.000262297	
4	51	0.00080879	0.00108144	0.000272651	
5	68	0.00109179	0.00138170	0.000289908	
6	85	0.00139205	0.00169922	0.000307164	
7	102	0.00170957	0.00204780	0.000338226	
8	119	0.00205815	0.00245160	0.000393446	
9	136	0.00246195	0.00296239	0.000500436	
10	153	0.00297274	0.00413927	0.001166533	
11	170	0.00414963	0.00418414	0.000034513	
12	153	0.00419450	0.00536103	0.001166533	
13	136	0.00537138	0.00587182	0.000500436	
14	119	0.00588217	0.00627562	0.000393446	
15	102	0.00628597	0.00662420	0.000338226	
16	85	0.00663455	0.00694172	0.000307164	
17	68	0.00695207	0.00723853	0.000286456	
18	51	0.00724888	0.00752498	0.000276103	
19	34	0.00753534	0.00779763	0.000262297	
20	17	0.00780799	0.00806683	0.000258846	
21	0	0.00806683	0.00860178	0.000534949	
22	-17	0.00860178	0.00885718	0.000255395	
23	-34	0.00886753	0.00913328	0.000265749	
24	-51	0.00914363	0.00941629	0.000272651	
25	-68	0.00942664	0.00971310	0.000286456	
26	-85	0.00972345	0.01003061	0.000307164	
27	-102	0.01004097	0.01038264	0.000341677	
28	-119	0.01039300	0.01078299	0.000389995	
29	-136	0.01079335	0.01129378	0.000503887	
30	-153	0.01130414	0.01247067	0.001166533	
31	-170	0.01248102	0.01251899	0.000037964	
32	-153	0.01252934	0.01369587	0.001166533	
33	-136	0.01370623	0.01420666	0.000500436	
34	-119	0.01421702	0.01460701	0.000389995	



35	-102	0.01461737	0.01495904	0.000341677	
36	-85	0.01496940	0.01527656	0.000307164	
37	-68	0.01528692	0.01557337	0.000286456	
38	-51	0.01558373	0.01585638	0.000272651	
39	-34	0.01586673	0.01612903	0.000262297	
40	-17	0.01613938	0.01639823	0.000258846	
41	0	0.01639823	0.01666627	0.000268045	

Tabla IV.2.3.3.1 Tiempos de conmutación de los MOSFET.

### 2.3.4 Controlador de MOSFET's de potencia.

Para el control de los MOSFET de puente H se puede utilizar circuitería pasiva pero el diseño este tipo de circuitería es más complicada, los componente tienen distintas tolerancias, la soldadura y otros factores que involucran el diseño hacen más difícil la construcción. Con el objetivo de reducir espacio y mejorar el acoplamiento se implementa el controlador ir2113 como el que se muestra en la figura IV.2.3.4.1

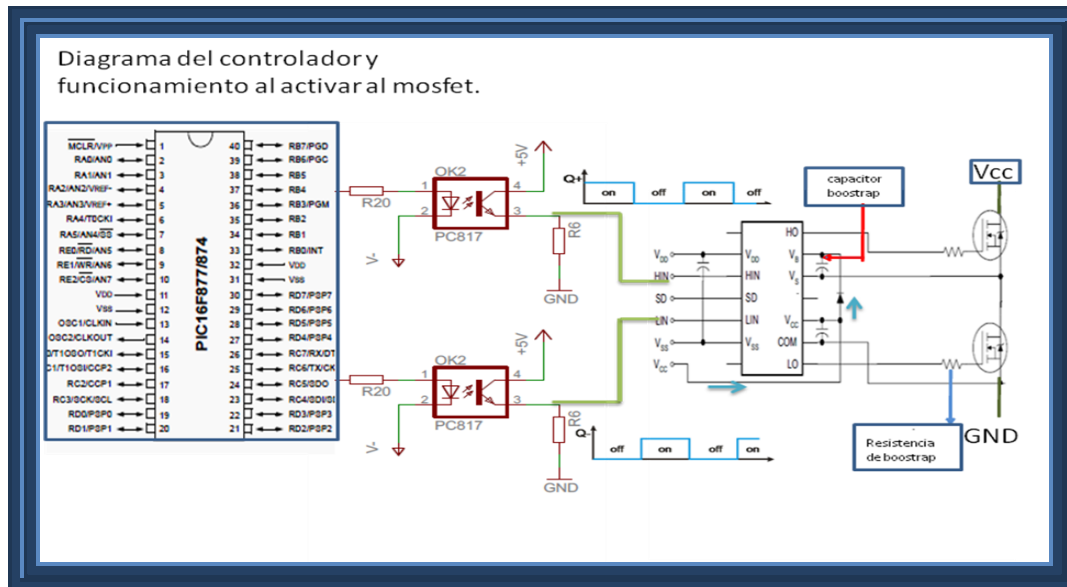


Figura IV.2.3.4.1. Circuito de control de Mosfet superior e inferior de un brazo del puente H.

En la cual se muestra al microcontrolador PIC16f877A como el control que genera los pulsos para los puentes H, el MCU se encuentra aislado por una serie de opto acopladores como el pc817, que aíslan la potencia del puente y el control, en el

diodo del opto acoplador le llega el pulso correspondiente por medio de una resistencia limitadora de corriente para proteger el puerto del micro controlador, luego esta corriente genera una intensidad de luz que satura al transistor interno del opto acoplador, al estar saturado el transistor, el voltaje de colector se encuentra en la resistencia de emisor y a la vez en fase con el pulso de entrada que genera el micro controlador.

Esta replica de voltaje es la entrada al controlador ir2113, nótese el desfase que existe entre las dos entradas, en ninguna circunstancia puede estar en fase para no provocar un corto circuito entre el brazo del puente H. En la salida del controlador se encuentra el circuito bootstrap, un brazo del puente H que está compuesto por el MOSFET superior e inferior con su respectiva resistencia de compuerta.

En un puente se necesitan dos controladores iguales uno en cada brazo del puente H, la salida y la entrada del controlador no están aisladas, así que comparte la misma tierra la entrada y la salida, al igual que con la tierra de fuerza del puente H.

Una sola fuente alimenta a los dos controladores de un puente H pero no puede alimentar a los controladores de otro puente H, cada puente H debe estar totalmente aislado en esta configuración, ya que de otra manera se destruyen los controladores.

### **2.3.5 El circuito Bootstrap.**

El tiempo de encendido del MOSFET está controlado por el programa y por la circuitería en la figura IV.2.3.5.1 se muestra que en uno de los brazos del puente H a los MOSFET se les asocia un circuito que le ayuda apagarlos más rápido como son los diodo y la resistencia que están en paralelo y que se conectan a la compuerta del MOSFET, de igual forma esta un diodo zener entre la fuente y la compuerta que ayuda que el voltaje sea constante, a este diodo puede acompañarle una resistencia en paralelo para mantener apagado el MOSFET, las

resistencias de compuerta son necesarias para eliminar oscilaciones no deseadas en la compuerta.<sup>12</sup>

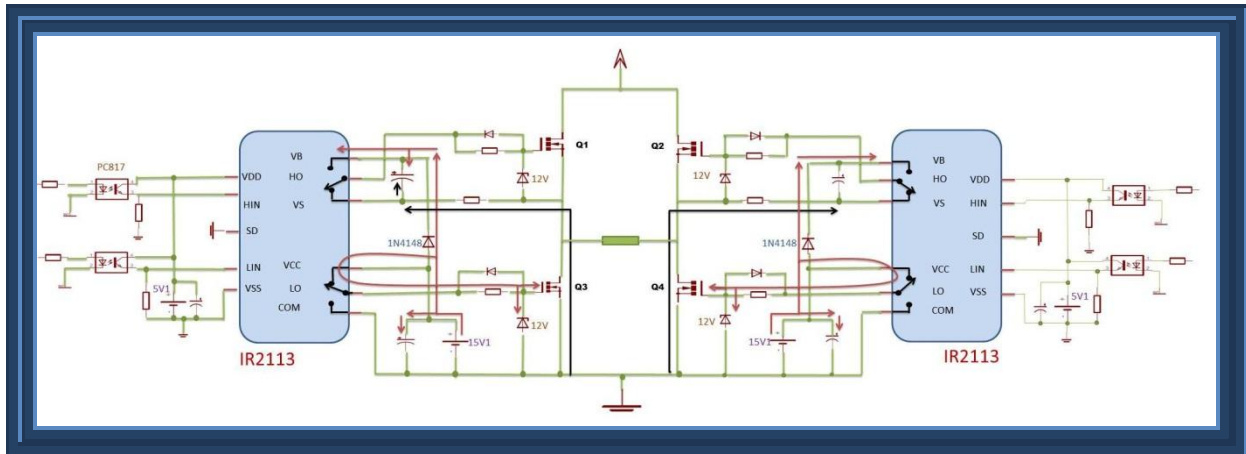


Figura IV.2.3.5.1 tiempo de carga

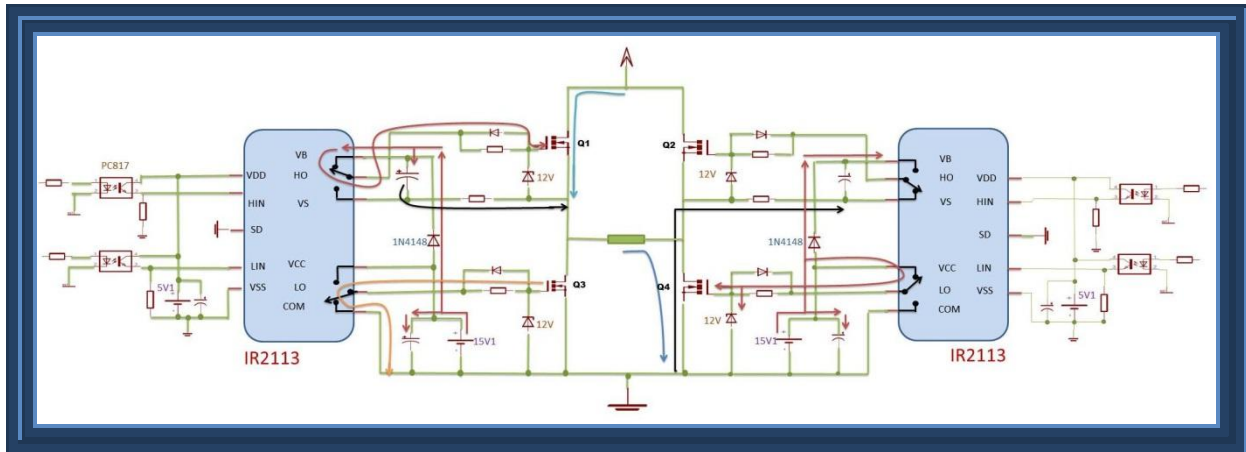
Debido a que el MOSFET superior no tiene una trayectoria directa hacia tierra, está flotando para encenderlo se necesita un potencial entre fuente-drenador el circuito que hace que el MOSFET superior se encienda es el bootstrap, está compuesto por los totem internos superiores del controlador, un capacitor electrolítico y un diodo que elimina cualquier contra corriente que venga del MOSFET superior.

Durante el proceso correcto de encendido de los puente H inicialmente el micro controlador manda el pulso en alto a todos los MOSFET inferiores de los cuatro puentes H, la salida el tótem inferior está en alto vea la figura, IV.2.3.5.1 el interruptor inferior se conecta a la fuente de voltaje de 15 voltios, simulando el encendido del totem, al activarse el MOSFET inferior<sup>13</sup>, el tierra se refleja en el drenador estableciendo así una corriente inicial ya que el capacitor bootstrap esta descargado, también entre el drenador y el tierra del capacitor se encuentra una resistencia limitadora de corriente de bajo valor que ayuda a controlar la oscilaciones.

<sup>12</sup>Cada MOSFET tiene que tener resistencias individuales ya que no pueden compartir la misma resistencia.

<sup>13</sup>Se dibujaron el sentido de la corriente para indicar que se tiene que cargar la capacitación parasita del MOSFET para que se encienda en realidad estas corrientes son depreciable pero tiene su efecto en la oscilaciones de la señal de entrada

El totem pole superior se encuentra apagado cerrando circuito, así la tierra logra unirse con el extremo de la resistencia de compuerta del MOSFET a medida que pasa el tiempo el condensador se carga<sup>14</sup> y la corriente tiende a cero. Todo este proceso ocurre cuando en la señal no hay ningún escalón<sup>15</sup>, en este punto no se ha iniciado la conmutación de los puente H solo se hacen los preparativos para arrancar.



**Figura IV.2.3.5.2 ciclo positivo**

Para el caso del ciclo positivo tenemos que mandar a apagar el MOSFET inferior izquierdo, esperamos 10us programados, luego se cambia de posición el interruptor hacia tierra lo que representa al tótem cuando está en nivel bajo a medida que pasa este tiempo la corriente<sup>16</sup> del MOSFET cambia al sentido que tenía antes, es el tiempo para cargar la capacitancia parasita, véase la figura IV. 2.3.5.2 la línea amarilla, por medio de la resistencia y el diodo se descarga muy rápido, la resistencia evita oscilaciones, luego de un tiempo esta corriente ya no existe indicando que el MOSFET está completamente apagado, la tierra que venía a través del MOSFET inferior se desconecta.

<sup>14</sup>De igual forma pasa con la capacitancia parasita cuando se carga (desaparece la línea roja cuando esta cargada)

<sup>15</sup>Estando energizado el micro controlador se puede mandar activar los 8 MOSFET inferiores antes de que se le dé inicio al inversor o se puede hacer perfectamente al momento apretar el botón run en el tiempo del primer escalón donde no hay salida los primeros milisegundos

<sup>16</sup>En realidad esta corriente es muy pequeña que se considera despreciable

Luego de haber pasado los 10us se manda a encender el MOSFET superior<sup>17</sup> izquierdo, el interruptor cambia de posición conectándose simultáneamente con el positivo de la fuente vcc de 15 voltios y con el positivo del condensador, en ese preciso instante surge una corriente de carga de la capacitancia parasita para encender al MOSFET a través de la resistencia de compuerta y el condensador bootstrap que suministra la corriente de carga vea la línea de color rojo, luego esta corriente se hace cero indicado que el MOSFET está encendido.

El positivo de la fuente de potencia que está en el puente se conecta con la carga a través del MOSFET superior la carga está localizada entre los dos brazos del puente H, se establece una corriente en la carga indicado que la carga está siendo alimentada.

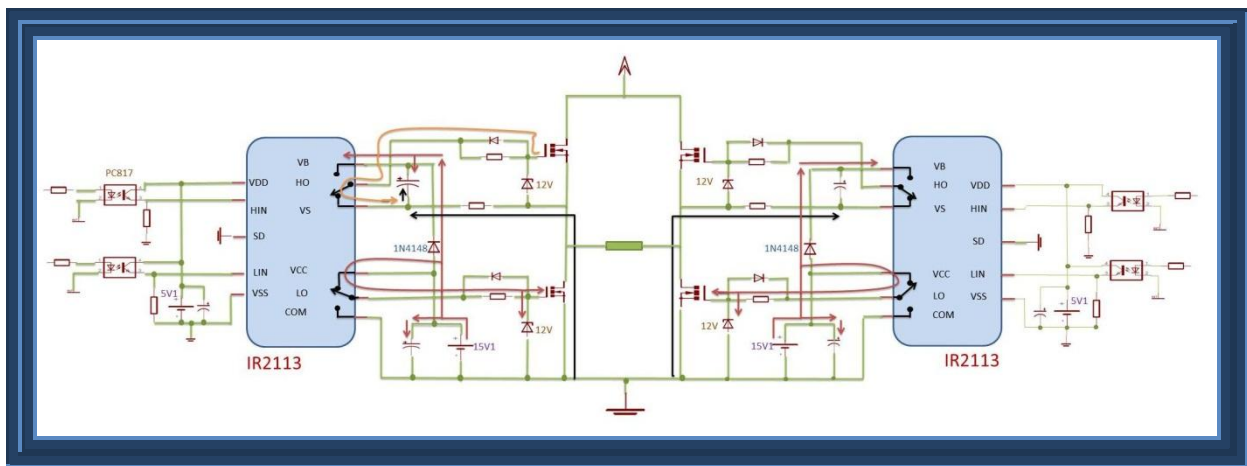


Figura IV.2. 3. 5. 3 tiempo muerto de la señal

Luego de esto viene un tiempo muerto, vea la figura IV.2.3.5.3 como en el tiempo anterior se apaga el MOSFET superior cambiando de posición el interruptor, luego de eso por medio de la resistencia de puerta y el diodo se descarga el condensador parasito del MOSFET. Al mismo tiempo empieza a cargar el condensador bootstrap, la carga que cedió al encender el MOSFET, luego de este tiempo se espera un tiempo más para realizar el ciclo negativo.

<sup>17</sup>Que correspondería a las siguiente línea de la tabla de conmutación

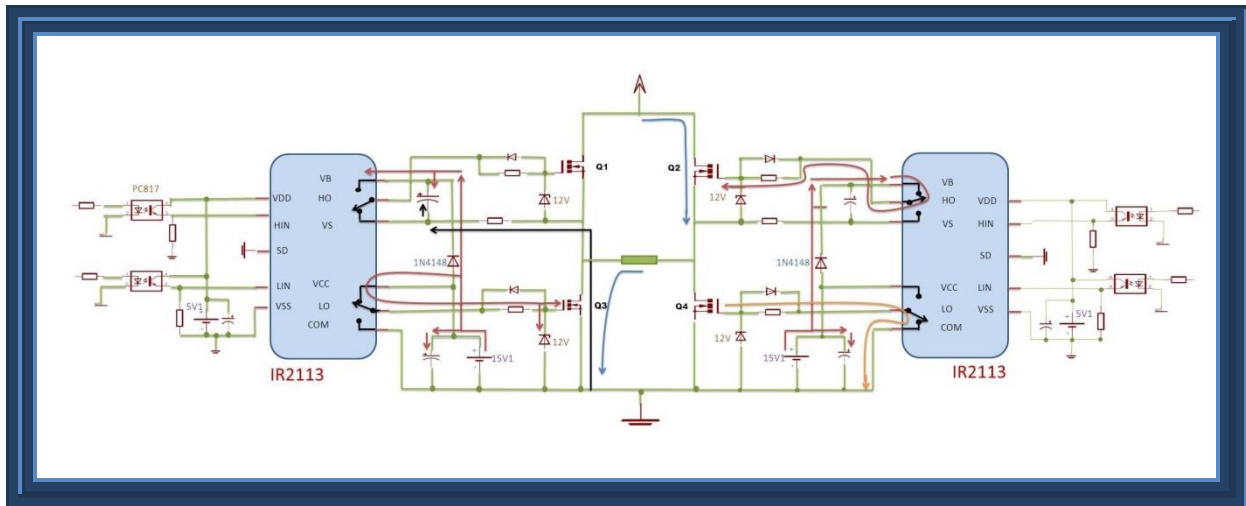


Figura IV.2.3.5.4. Ciclo negativo

En el ciclo negativo se apaga el MOSFET inferior derecho vea la figura IV.2.3.5.4 y luego se enciende el superior derecho como sucedió en el ciclo anterior circula una corriente entre la carga pasado este tiempo luego se introduce otra vez el tiempo muerto pasa lo mismo que el ciclo anterior<sup>18</sup>.

### Calculo

Calculo de la resistencia de compuerta que va al MOSFET.

$$RG = VG(th) * \frac{ton}{QG} \text{ Ecuacion 23.Anexos}$$

VG (th)= Voltaje umbral en cual mosfet conmuta que es igual a 4 voltios

QG= Carga total de la compuerta del mosfet la cual es igual a 72nC

Ton= Tiempo de encendido del mosfet

$$0.5\mu s - 1\mu s \text{ Tprom} = 0.750\mu s$$

Para sacar el tiempo de encendido se tuvo que ver las especificaciones del fabricante que trae la hoja de datos del Mosfet IRF250.

<sup>18</sup>Esto es la explicación para un puente aquí lo que importante es como se enciende el MOSFET y como se puede formar los dos ciclos en realidad puede parecer que es para un puente H la explicación pero la realidad que sea aplica a nuestra aplicación.

$$RG = 4 * \frac{0.75 \mu s}{72 nC} = 41.667 \text{ ohmio}$$

Las resistencias obtenidas que van a la compuerta del MOSFET IRF250 son de 42 ohmios.

### 2.3.6 Calculo de la potencia de salida del Inversor Multinivel.

Para obtener la potencia por cada puente, se define la potencia que entrega el inversor que es de 600VA esta se divide por el voltaje de alimentación que es 120V, lo cual va a dar la corriente por cada puente. En la tabla IV.2.3.6.1 podemos observar la potencia de cada fuente para conseguir la potencia de 600vatios a la salida del inversor.

$$I = \frac{P}{V} \text{ Ecuación 1. Anexos}$$

$$I = \frac{600 \text{ watts}}{120 \text{ Volts}} = 5A$$

Puente	Potencia por cada puente
Esclavo de 17VDC	85 watts
Esclavo de 34VDC	170 watts
Esclavo de 51VDC	255 watts
Maestro de 68VDC	340 watts

Tabla IV.2.3.6.1. Distribución de la potencia de 600w entre las cuatro fuentes.

## 2.4 Sistema de adquisición de datos.

Para el diseño de un sistema de adquisición de datos, se adoptan los principios generales de diseño de todo sistema electrónico la base son la división y la organización. Todo el proceso de la construcción de la señal en los puentes H tiene que ser supervisado por la circuitería de adquisición de datos para determinar si el funcionamiento está bien o no y proteger fundamentalmente la circuitería de daños irreparables. Las variables a medir son la corriente de salida, el

voltaje de salida, voltaje de la batería mostrando en pantalla estos datos por medio de un LCD.

Los circuitos que componen el hardware del inversor son:

- circuito de adquisición de voltaje de salida de corriente alterna.
- circuito de adquisición de voltaje de la batería.
- Circuito de adquisición de corriente CA ( monitorea la corriente de salida)
- Circuito adquisición de frecuencia (monitorea la frecuencia de salida).
- Ventana de histéresis. (Aviso de fallas en el inversor multinivel)
- Avisos de fallas en el inversor multinivel (circuitos DAC)
- Teclado de mando y LCD muestra de datos en pantalla.

Debido a que algunas variables a medir no pueden ser medidas directamente se tiene que recurrir a un acondicionamiento<sup>19</sup> en cada uno de los casos para que el control tenga acceso a todas las variables. La base de la mayoría de los circuitos de adquisición de dato es el amplificador operacional que cumple la función de acondicionar, hacer las operaciones aritméticas necesarias y principalmente comparar voltajes, así como suplir voltajes de referencia como el tl431 junto con opto acopladores.

Para visualizar los datos obtenidos el microcontrolador procesa la información, por medio del teclado se introduce que variable que se quiere ver en el LCD, de igual forma el teclado controla el encendido de la conmutación de los puentes.

#### **2.4.1 Circuito de adquisición de voltaje de salida AC del Inversor.**

La salida del inversor esta representada por la fuente alterna 120 voltios de AC al lado izquierdo de la figura IV.2.4.1.1. y el resto del circuito es basicamente un divisor de voltaje con un optoacoplador entre la resistencia R2, en el lado del emisor del opto acoplador, en la resistencia R3 se refleja un voltaje proporcional al voltaje de entrada.

---

<sup>19</sup>El voltaje de salida es muy alto para introducirlo al Puerto del microcontrolador se requiere aislamiento entre los Puente ya que el micro no puede compartir tierra con cada uno de los Puente ya que ellos están aislados entre si y no puede haber comunicación



El voltaje de emisor se establece como punto de medicion y comparacion para el comparador U2.A ya que es uno de los voltaje de entrada en pin no inversor el cual se compara con un voltaje de referencia en el pin inversor

El voltaje de entrada al circuito de adquisicion se rectifica, luego el voltaje rectificado se disminuye atraves de la resistencia R1 y se conecta al anodo del opto acoplador la resistencia R2 mejora la repuesta del optoacoplador, el capacitor c1, c2 y el diodo zener son opcionales pero ayudan a proteger y a filtrar un poco el rizado.

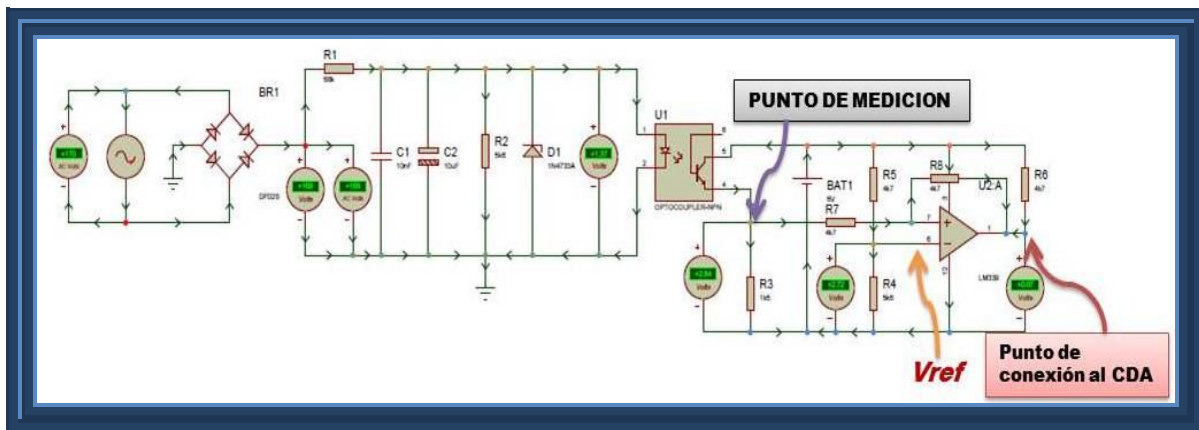


Figura IV.2.4.1.1. Circuito electrónico medidor de voltaje de salida alterna del Inversor.

Suponiendo que el voltaje de entrada se encuentra en funcionamiento normal, se reflejara en la resistencia del emisor del opto acoplador un voltaje menor al de referencia y la salida del comparador U2.A estara en bajo, pero si por algun motivo creciera el votaje de AC el voltaje en la resistencia de emisor tambien crecera llegando a ser mayor que el voltaje de referencia pasando la salida del nivel bajo al alto, en la figura IV.2.4.1.1. se puede ver que a la salida del comparador se conectara otro circuito (convertidor analogico digital) que se explicara mas adelante.

CALCULO:

Seleccionando estos valores de componetes:  $R_1 = 68K\Omega$ ,  $R_2 = 5K6$ ,  $R_3 = 1K5\Omega$ ,  $f = 60Hz$ ,  $V_{ac} = 120rms$ ,  $vd = 0.7$ ,  $c1 = 10nf$ ,  $c2 = 10uf$ .

El voltaje pico sin rectificar es:

$$v_p = 120\text{volrms} \times \sqrt{2} = 170\text{vol} \quad \text{Ecuacion 2.Anexos}$$

Restando la caída de los dos diodo en serie 1.4 voltios

$$v_p = 170\text{vol} - 1.7\text{vol} = 168.3\text{vol}$$

Encontrando el voltaje promedio, sin filtro este voltaje es el que mide el probador:

$$v_{pro} = \frac{2 \times 168.3}{\pi} = 107.143\text{vol} \quad \text{Ecuacion 3.Anexos}$$

Teniendo como regla de diseños que tiene que circular una corriente menor o igual a 10mA se selecciona una resistencia de  $68k\Omega$ .

$$I_{delopto} = \frac{V_{prom} - 1.3}{R1} \quad \text{Ecuacion 4.Anexos}$$

$$I_{ledopto} = \frac{107.14\text{vol} - 1.3}{68k\Omega} = 1.55\text{mA}$$

Esta corriente es menor y es aceptable por que no supera 10mA así sucesivamente se calculan las otras corrientes con los diferentes voltajes de entrada. Si no se utilizara el optoacoplador el aislamiento no existiría y todos los voltajes cambiarían por completo.

Analizando el circuito sin el opto acoplador:

$$V_{R2} = \frac{5k6\Omega \times 107.14}{5k6\Omega + 68k\Omega} = 8.15\text{vol} \quad \text{Ecuacion 5.Anexos}$$

Esto sirve para darse cuenta que la resistencia R2 es muy alta y que su caída de voltaje sobre pasa al voltaje de alimentación del microcontrolador, así que se tiene que disminuir para tener valores adecuados por eso es viable el zener.

Para el condensador la carga es la resistencia R2 entonces hay una corriente:

$$I_{Carga} = \frac{8.15\text{vol}}{5k6\Omega} = 1.46\text{mA} \quad \text{Ecuacion 6.Anexos}$$

Voltaje de rizado con los condesadore seleccionados.

$$V_r = \left[ \frac{1.46mA}{120Hz \times 10.01\mu f} = 1.21vol \right] \text{Ecuacion 7.Anexos}$$

Con un voltaje promedio

$$V_{pro} = 8.15vol - \frac{1.21vol}{2} = 7.54vol \text{Ecuacion 8.Anexos}$$

Estos calculos se dejan planteados ya que si se pretende no usar el optoacoplador y medir el voltaje en forma directa con el pic, el voltaje que cae en la resistencia  $R_2=5k\Omega$  es demasiado alto para la entrada del microcontrolador, se tendria que aumentar la resistencia  $R_1$ , asi al tener 107.14V promedio, aparezcan los 2.5 V del divisor en el emisor del optoacoplador. Teniendo todas las corrientes y voltajes se procede a buscar el CTR partimos de la figura IV.2.4.1.2, en función de la corriente del diodo LED del opto acoplador para buscar la corriente de colector. Con el optoacoplador PC817 y una resistencia de emisor en el optoacoplador de  $1k5\Omega$ .

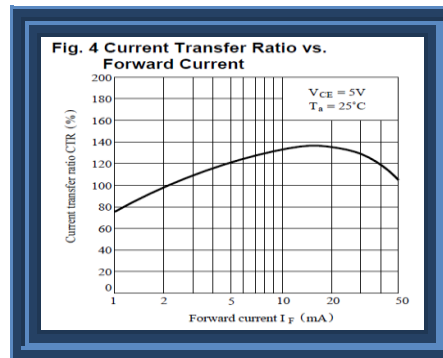


Figura IV.2.4.1.2. Grafica de relación de corriente del PC817.

Entonces la corriente de colector es:

$$CTR(100\%) = \frac{I_c}{I_f} \times 100 \text{Ecuacion 9.Anexos}$$

$$\frac{95\%}{100\%} \times 1.55mA = I_C \text{Ecuacion 10.Anexos}$$

$$I_C = 1.472mA$$

Colocando una resistencia de  $1k5\Omega$  en emisor del optoacoplador.

$$v = 1k5\Omega \times 1.472mA = 2.466vol \text{ Ecuacion 11.Anexos}$$

La siguiente tabla IV.2.4.1.1 resume los calculos teoricos y mediciones para diversos voltajes y corrientes de entrada con sus respectivas CTR .

No	V <sub>AC</sub>	I <sub>LED</sub> calculado	CTR	IE calculado	V <sub>E</sub> calculado	V <sub>E</sub> (medido)
1	130	1.745 mA	95%	1.644 Ma	2.466 vol	-
2	115	1.672 mA	94%	1.571 mA	2.357 vol	-
3	110	1.598 mA	82%	1.438 mA	2.157 vol	-
4	105	1.525 mA	90%	1.372 mA	2.058 vol	2.115 vol
5	100	1.451 mA	88%	1.276 mA	1.915 vol	1.958 vol
6	95	1.377 mA	86%	1.184 mA	1.776 vol	1.788 vol
7	90	1.304 mA	84%	1.095 mA	1.643 vol	1.630 vol
8	85	1.230 mA	82%	1.008 mA	1.512 vol	1.482 vol
9	80	1.157 mA	80%	0.925 mA	1.388 vol	1.322 vol
10	75	1.083 mA	78%	0.844 mA	1.267 vol	1.155 vol
11	70	1.010 mA	75%	0.757 mA	1.136 vol	1.015 vol
12	65	0.936 mA	74%	0.699 mA	1.038 vol	0.873 vol
13	60	0.863 mA	72%	0.621 mA	0.932 vol	0.741 vol
14	55	0.789 mA	70%	0.552 mA	0.828 vol	0.607 vol
15	50	0.716 mA	68%	0.486 mA	0.729 vol	0.494 vol
16	45	0.642 mA	56%	0.359 mA	0.539 vol	0.370 vol
17	40	0.569 mA	54%	0.307 mA	0.460 vol	0.285 vol
18	35	0.495 mA	52%	0.257 mA	0.386 vol	0.176 vol
19	30	0.422 mA	50%	0.211 mA	0.316 vol	0.099 vol
20	25	0.348 mA	48%	0.167 mA	0.250 vol	0.038 vol
21	20	0.275 mA	46%	0.126 mA	0.189 vol	0.023 vol
22	15	0.201 mA	44%	0.088 mA	0.132 vol	0.0015 vol
23	10	0.127 mA	42%	0.053 mA	0.080 vol	0.0010 vol
24	5	0.054 mA	40%	0.021 mA	0.032 vol	0.0006 vol

Tabla IV.2.4.1.1. Mediciones del circuito de adquisición del voltaje de salida del inversor.

Luego se establecer un voltaje de entrada máximo y se busca en la tabla IV.2.4.1.1 que valor corresponde a la salida del opto acoplador:

$$V_{INMAX} = 130V_{AC}$$

Lo cual corresponde con la tabla IV.2.4.1.1 de

$$V_{ref} = 2.5$$

Selecionado  $R_4 = 10k\Omega$  de la figura IV.2. 4. 1.1

Encontrar  $R_2$

$$R_5 = \frac{V_{CC} \times R_4 - V_{ref} \times R_4}{V_{ref}} \quad \text{Ecuación III.8. 2.1.3.4}$$

$$R_5 = \frac{15v \times 10k\Omega - 2.5v \times 10k\Omega}{2.5v} = 50k\Omega$$

Si se establece  $R6 \ll R8 + R7$  para asegurar que  $VOH \cong V_{cc}$ .

Con  $R8 = 1.5M\Omega$ ,  $R6 = 10K\Omega$

Encontrar  $R7$

$$R_7 \approx R_4 \parallel R_5 \quad \text{Ecuación III.8. 2.1.3.2}$$

$$R7 \approx \frac{1}{\frac{1}{R7}} = \frac{1}{\frac{1}{10K\Omega} + \frac{1}{50K}} = 8333.33 \approx 10K\Omega$$

$R6 \ll R8 + R7$

$$10K\Omega \ll 1.5M\Omega + 10K\Omega$$

Debido a que es un voltaje continuo desde cero hasta 5 voltios lo que entra en la resistencia  $R7$  y no es una señal alterna que tiene ciclo negativo el cálculo se simplifico a solo calcular el voltaje de referencia, se escoge la resistencia según la teoría para garantizar un buen funcionamiento.

## 2.4.2 Circuito de adquisición de voltaje de batería.

El circuito para monitorear el voltaje de la bateria se muestra en la figura IV.2.4.2.1 cuando se coloca la bateria se establese una corriente que circula del positivo de la bateria hacia el anodo del diodo del optoacoplador luego sale por el catodo del diodo del optoacoplador en direcion de la resistencia, lo que hace la resistencia es

[illegible]

En el emisor del optoacoplador tambien se establese una corriente de colector a emisor, esa corriente establece un voltaje en la resistencia de emisor proporcional al voltaje de la bateria, cuanto mayor es el voltaje en la bateria, mayor sera el voltaje que hay en la resistencia de emisor ya que el transistor esta casi en saturacion logrando asi que toda la tension caiga en la resistencia de emisor.

Cuando la batería cuenta con su carga completa el voltaje en la resistencia emisor es alto y por tanto la pata no inversora es mayor que la pata inversora del comparador como resultado la salida esta en alto, a medida que el voltaje desciende la pata inversora se vuelve mas positiva que la no inversora mandando la salida de alto a bajo.

Calculo:

Con los siguientes valores de resistores opcionales:

$$R1=6K8\Omega \text{ y } R2=3K3\Omega$$

estableciendo los rango de medicion de voltaje maximo y minimo

$$V_{bateria \text{ max}} = 15$$

$$V_{bateria \text{ min}} = 10.5$$

$$v_F = 1.3 \text{ voltios}$$

$$\Delta v = 0.5 \text{ voltios}$$

La corriente que circula en el diodo del opto es igual:

$$I_F = \frac{15 - 1.3 - 2.5}{6K8\Omega} = 1.647 \text{ mA} \quad \text{Ecuacion 12.Anexos}$$

El optoacoplador pc817 es el candidato para usarse, con una relacion de transferencia de corriente que se muestra en la figura IV.2.4.1.2 por tanto la corriente de colector es:

$$I_C = \frac{90\%}{100\%} \times 1.647 \text{ mA} = 1.531 \text{ mA} \quad \text{Ecuacion 10.Anexos}$$

La corriente de colector se multiplica con la resistencia para hallar el voltaje en el emisor el cual es

$$V_{RE} = 3K3\Omega \times 1.647 \text{ mA} = 5.054 \text{ vol} \quad \text{Ecuacion 11.Anexos}$$

En la siguiente tabla IV.2.4.2.1 se resumen los voltaje de bateria, la corriente calculada y el voltaje de emisor practico medido para cada uno de los voltaje de entradas de la bateria.

Medidor de bateria						
No.	V <sub>BAT</sub>	I <sub>LED</sub> (calculado)	CTR	I <sub>E</sub> calculado	V <sub>E</sub> calculado	V <sub>E</sub> medido
1	15	1.764Ma	95			4.980
2	14.8	1.617Ma	95			4.977

3	14.6	1.588 mA	95			4.974
4	14.4	1.558Ma	95			4.971
5	14.2	1.529Ma	95			4.968
6	14	1.500mA	95			4.964
7	13.8	1.470Ma	95	1.396		4.959
8	13.6	1.441Ma	95	1.340	4.423	4.954
9	13.4	1.411mA	95	1.340	4.423	4.948
10	13.2	1.382Ma	95	1.312	4.332	4.939
11	13	1.352Ma	95	1.284	4.238	4.924
12	12.8	1.323mA	95	1.084	3.580	4.913
13	12.6	1.294Ma	95	1.061	1.229	4.885
14	12.4	1.264Ma	95	1.200	3.962	4.813
15	12.2	1.235mA	95	1.173	3.871	4.700
16	12	1.205Ma	95	1.144	3.77	4.567
17	11.8	1.176Ma	95	1.117	3.686	4.428
18	11.6	1.147mA	95	1.089	3.595	4.325
19	11.4	1.117Ma	95	1.061	3.501	4.146
20	11.2	1.088Ma	95	1.033	3.410	3.995
21	11	1.058mA	95	1.001	3.316	3.851
22	10.8	1.029Ma	82	0.977	3.225	3.691
23	10.6	1.000Ma	95	0.950	3.135	3.541
24	10.4	0.970mA	95	0.921	3.040	3.404
25	10.2	0.941Ma	95	0.893	2.95	3.240
26	10	0.911Ma	95	0.865	2.855	3.097
27	9.8	0.882mA	95	0.837	2.765	2.947
28	9.6	0.852Ma	95	0.809	2.671	2.802
29	9.4	0.823Ma	95	0.781	2.580	2.667
30	9.2	0.794mA	95	0.754	2.489	2.527
31	9	0.764Ma	95	0.725	2.395	2.370

Tabla IV.2.4.2.1. Valores medidos por el circuito de adquisición de voltaje batería.

Luego se busca en la tabla IV.2.4.2.1 el valor de 10.5 voltios cual es el que corresponde a la salida del opto acoplador el cual es:



$$V_{ref} = 3.040$$

Seleccionado  $R_4 = 10k\Omega$

Encontramos a  $R_3$

$$R_3 = \frac{V_{CC} \times R_4 - V_{ref} \times R_4}{V_{ref}} \quad \text{Ecuación III.8. 2.1.3.4}$$

$$R_3 = \frac{15v \times 10k\Omega - 3.040 \times 10k\Omega}{3.040} = 39.34k\Omega$$

Si se establece  $R_5 \ll R_6 + R_7$  para asegurar que  $V_{OH} \cong V_{CC}$ . Con  $R_6 = 1.5M\Omega$ ,  $R_5 = 10K\Omega$  que pertenece al divisor del CDA

Encontrar  $R_7$

$$R_7 \approx R_4 \parallel R_3 \quad \text{Ecuación III.8. 2.1.3.5}$$

$$R_7 \approx \frac{1}{\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_3}} = \frac{1}{\frac{1}{10K\Omega} + \frac{1}{39.34K}} = 7.973 \approx 7K3\Omega$$

$$R_5 \ll R_6 + R_7$$

$$10K\Omega \ll 1.5M\Omega + 7K3K\Omega$$

Debido a que es un voltaje continuo desde cero hasta 5voltios lo que entra en la resistencia  $R_7$  ya no es una señal alterna que tiene ciclo negativo, el cálculo se simplifico a solo calcular el voltaje de referencia limitándose a escoger la resistencia según la teoría para garantizar un buen funcionamiento.

### 2.4.3 Circuito de adquisición de corriente alterna de salida.

Con el propósito de medir la corriente que consume la carga al inversor, se utiliza un circuito con un transformador mostrado en la figura IV.2.4.3.1, la resistencia variable representa la carga, si la carga varía también la corriente lo hará. Si el consumo de corriente aumenta o disminuye en el secundario del transformador se induce un voltaje proporcional a la corriente, es decir si la corriente de consumo

aumenta en el secundario aumentara el voltaje pero si la corriente disminuye el voltaje en secundario también disminuye

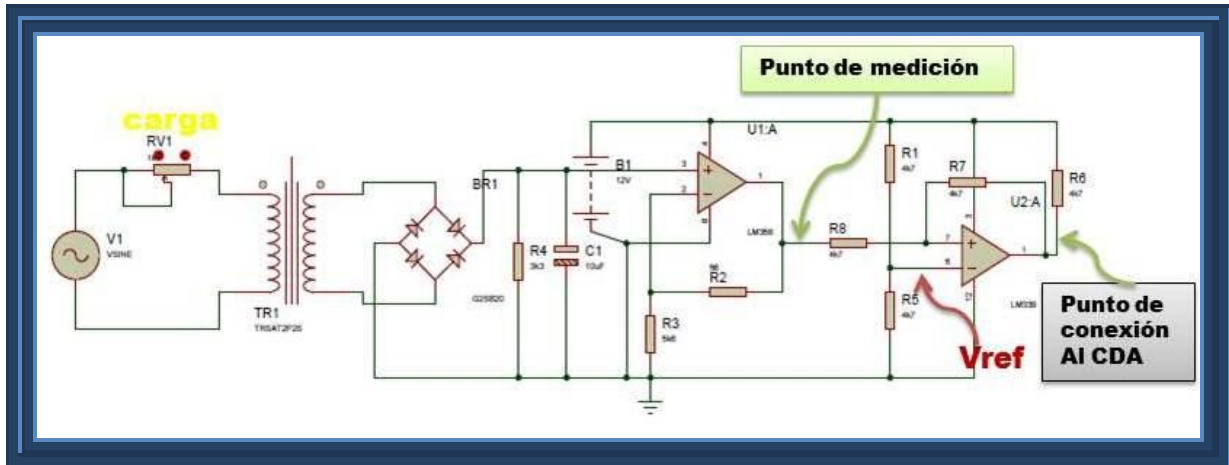


Figura IV.2.4.3.1. Circuito medidor de corriente alterna del inversor multinivel.

El voltaje de salida del transformador es alterno, este voltaje alterno se rectifica y se filtra, el voltaje en DC generado es la entrada del amplificador operacional U1.A el cual está configurado como un amplificador no inversor, las resistencias asociadas con el OPAMP, sirve para controlar la ganancia y así poder controlar la salida, de igual manera la resistencia R4 ayuda a tener un mejor control del voltaje de entrada, manteniendo un consumo permanente para que el capacitor no guarde memoria y se pueda ver la variación, si no existiera esa resistencia el capacitor se cargaría al voltaje nominal de la fuente.

La salida del OPAMP U1A Figura IV.2.4.3.1 Entrega un voltaje en DC el cual está siendo monitoreado por una entrada analógica del pic 16f877a en el pin 3, de igual manera ese mismo voltaje DC está siendo comparado por el amplificador operacional U2A, mientras el voltaje permanezca en el rango de voltaje permitido, el pin inversor del comparador será más positivo que la terminal no inversora y la salida del comparador esta en bajo.

Si por alguna razón aumenta la corriente que la carga consume, el voltaje en el secundario aumentara y la salida del amplificador U1A aumentara al punto que el

**2.4.3.1 calculo del transformador de corriente, comparador de voltaje y amplificador operacional.**

El diagrama ilustra la configuración de un reactor de agua a presión (DAP). Se muestran dos secciones principales: la parte superior y la parte inferior.

**Parte Superior:** Contiene el núcleo (Núcleo) y el calentador de agua. El núcleo tiene una longitud de  $0.5\text{cm}$  y una anchura de  $0.8\text{cm}$ . El calentador de agua tiene una longitud de  $0.8\text{cm}$  y una anchura de  $0.5\text{cm}$ . La zona superior está etiquetada como "AREA DEL NUCLEO" ( $A_c$ ).

**Parte Inferior:** Contiene el condensador y el calentador de agua. El condensador tiene una longitud de  $1.2\text{cm}$  y una anchura de  $0.49\text{cm}$ . El calentador de agua tiene una longitud de  $0.49\text{cm}$  y una anchura de  $1.2\text{cm}$ . La zona inferior está etiquetada como "AREA DE LA VETANA SN".

Las dimensiones y las áreas se indican con las siguientes etiquetas:

- $A_c$ : AREA DEL NUCLEO
- $A_s$ : AREA DE LA VETANA SN
- $L_{path}$ : Longitud de la trayectoria del fluido
- $L_w$ : Longitud del agua
- $W_a$ : Anchura del agua

92

$$J = 4A/mm^2$$

$$f = 60Hz$$

La potencia aproximada con el área del núcleo:

$$P_w = SN \times SV$$

$$P_w = 0.588cm^2 \times 0.4cm^2 = 0.2352cm^4 \approx \frac{1}{4} watt$$

Según el tamaño del transformador, se tiene una potencia de ¼ de watts

Si la corriente de entrada es 5 amperios el voltaje de entrada es

$$P_{in} = v_{sn} = V_1 \times I_1$$

$$V_1 = \frac{0.2352}{5A} = 47.04mV$$

Calculado el número de vuelta en el primario

$$W = \frac{V}{J \times KF \times KR \times F \times \beta m \times Sv \times Sn} = \text{Ecuacion 18.Anexos}$$

$$W_1 = \frac{50mV \times 10^4}{4 \times 1.1 \times 0.9 \times 60 \times 1.13 \times 0.4 \times 0.3} = 4.38$$

Calculado el número de vuelta en el secundario

$$W_2 = \frac{8.7 \times 10^4}{4 \times 1.1 \times 0.9 \times 60 \times 1.13 \times 0.4 \times 0.3} = 810.09$$

Sacando la relación de vueltas

$$\frac{v_2}{v_1} = a = \frac{w_2}{w_1}$$

$$\frac{8.7}{47.04mV} = a = \frac{w_2}{w_1} = 184.95$$

Luego se determina el calibre para el primario del transformador:

$$D_1 = 1.13 \sqrt{\frac{5A}{4A/mm^2}}$$

$$D_1 = 1.26mm$$

También para el secundario se tiene el calibre

$$D_2 = 1.13 \sqrt{\frac{45mA}{4A/mm^2}} \quad \text{Ecuacion 19.Anexos}$$

$$D_1 = 0.1378mm$$

El voltaje pico sin rectificar es:

$$vp = 8.7vol\ rms \times \sqrt{2} = 12.30vol$$

Restando la caída del puente de diodo 1.7v

$$vp = 12.30vol - 1.7vol = 10.6vol$$

Encontrado el voltaje promedio sin filtro, este voltaje es el que mide el probador

$$vpro = \frac{2 \times 10.6}{\pi} = 6.75vol \quad \text{Ecuacion 3.Anexos}$$

Seleccionando una resistencia de  $3k3\Omega$  como carga para mantener el capacitor descargado proporcionalmente a la corriente de entrada.

$$ICarga = \frac{6.75vol}{3k3\Omega} = 2mA$$

Con un voltaje de rizado

$$Vr = \left[ \frac{2mA}{120Hz \times 10.\mu f} = 1.7vol \right]$$

Con un voltaje promedio

$$Vpro = 8.15vol - \frac{1.7v}{2} = 5.89vol$$

El amplificador no inversor con una ganancia  $\approx 1$  se comportara como un seguidor de tensión al seleccionar las resistencias.

$$R_2 = 56\Omega$$

$$R_3 = 5K6\Omega$$

Esta es la ganancia con los volares de resistencia

$$g = \frac{R_2}{R_3} + 1 \text{ Ecuacion 20. Anexos}$$

$$g = \frac{56\Omega}{5k6\Omega} + 1 = 1.01$$

El voltaje de salida

$$V_{OUT} = V \times G \text{ Ecuacion 21. Anexos}$$

$$V_{OUT} = 5.89V \times 1.01 = 5.89V$$

A continuación presentamos la tabla IV.2.4.3.1.1, con las mediciones obtenidas en la prueba de funcionamiento del circuito de adquisición de las corrientes alterna. Utilizamos un amperímetro para medir la corriente demanda por la carga de prueba.

Valor (teórico)	Valor(medido)	$V_{R(3K3)}$	$V_s$ (OPAMP).
1.45 Amperios	1.455 Amperios	1.186voltaje	1.141voltaje
1.95 Amperios	1.961 Amperios	1.722voltaje	1.706voltaje
2.45 Amperios	2.449 Amperios	2.221voltaje	2.239voltaje
2.95 Amperios	2.974 Amperios	2.744voltaje	2.753voltaje
3.45 Amperios	3.465 Amperios	3.211voltaje	3.226voltaje
3.95 Amperios	3.959 Amperios	3.649voltaje	3.655voltaje
4.45 Amperios	4.445 Amperios	4.080voltaje	4.106voltaje
4.95 Amperios	4.971 Amperios	4.517voltaje	4.430voltaje
5.45 Amperios	5.478 Amperios	4.949voltaje	4.988voltaje

Tabla IV.2.4.3.1.1. Valores medido por el circuito adquisición de corriente de salida del inversor.

Para la Corrientes máxima permitida 6 amperios le corresponde un voltaje de salida del opto acoplador de

$$V_{ref} =$$

Seleccionado  $R_5 = 10k\Omega$

Encontramos a  $R_1$

$$R_5 = \frac{V_{CC} \times R_1 - V_{ref} \times R_1}{V_{ref}} \quad \text{Ecuación III.8. 2.1.3.4}$$

$$R1 = 4.8K\Omega$$

$$R_3 = \frac{15v \times 10k\Omega - v_{ref} \times 10k\Omega}{v_{ref}} = k\Omega$$

$$V_{ref} = 9.61V$$

Si se establece  $R6 \ll R8 + R7$  para asegurar que  $VOH \cong V_{CC}$ . Con  $R7 = 1.5M\Omega$ ,  $R5 = 10K\Omega$

Encontrar  $R8$

$$R_8 \approx R_4 \parallel R_5 \quad \text{Ecuación III.8. 2.1.3.5}$$

$$R8 \approx \frac{1}{R7} = \frac{1}{K\Omega} + \frac{1}{K} = \approx K\Omega$$

$$R8 \approx \frac{1}{R7} = \frac{1}{1.5M} + \frac{1}{10K} = 9.9K\Omega$$

$$R5 \ll R8 + R7$$

$$K\Omega \ll 1.5M\Omega + K\Omega$$

$$10K\Omega = 1.5M\Omega + 9.9K\Omega$$

#### 2.4.4 Circuito de adquisición de la frecuencia de salida del inversor.

El circuito que está en la figura IV.2.4.4.1 es prácticamente un detector por cruce por cero, el voltaje de salida del inversor se rectifica por medio de un puente rectificador y la salida del rectificador es una onda en DC pulsante como la que se muestra en la figura, IV.2.4.4.2 esta señal pasa primeramente entre nodo común que comparte la resistencia  $R2$  y el ánodo del diodo del optoacoplador  $U1$  este punto es el positivo que sale del rectificador.

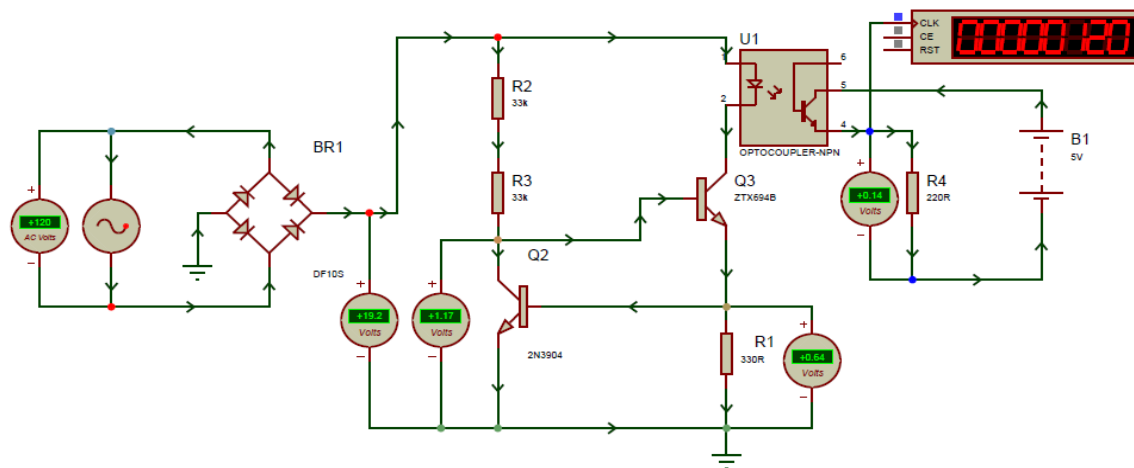


Figura IV.2.4.4.1. Circuito medidor de frecuencia de salida del inversor multinivel.

Para que el diodo LED del optoacoplador pueda encenderse y excitar al transistor del opto acoplador se tiene que establecer una corriente entre sus terminales, esta corriente está controlada por las resistencias de base de Q3, el transistor Q3, la resistencia R1 y el transistor Q2 este arreglo representa una retroalimentación negativa para tener un mejor control de la corriente que pase por el diodo LED y tratar de que sea una onda cuadrada a la salida en el emisor del opto acoplador U1.

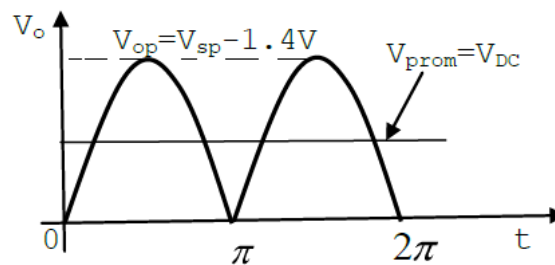


Figura IV.2.4.4.2. Forma de onda a la salida del puente rectificador.

Inicialmente cuando la señal empieza por cero voltios todos los transistores y el opto acoplador no tienen voltaje, después de algún tiempo, la señal rectificada en DC crece en amplitud estableciendo una corriente entre la base de Q3, pero a medida que la señal de voltaje crece, esta corriente de base de Q3 aumenta hasta el punto que el transistor Q3 está conduciendo, circulando una corriente de colector



a emisor, la corriente de emisor de Q3 pasa a través de la resistencia R1 y por la base emisor de Q2, esto hace que el transistor Q2 tienda a conducir, reduce el voltaje que hay en la base de Q3 y también reduce la corriente de base de Q3 porque hay una nueva trayectoria hacia tierra a través de Q2, a la vez la corriente que circulaba del colector al emisor de Q3 se reduce manteniendo un equilibrio.

Luego que la señal pulsante en DC retorna a cero en todo el circuito se interrumpe la corriente totalmente y el ciclo se repite, lo que pasa en el emisor del opto acoplador U1 de la figura IV.2.4.4.1 es una réplica de la señal de entrada, su amplitud máxima es 4.7 voltios en corriente continua pulsante igual a la de entrada como se muestra en la figura, IV.2.4.4.2 con la misma frecuencia de entrada, creciendo en amplitud de voltaje en el emisor del opto acoplador proporcional al de la entrada.

En la figura IV.2.4.4.1 se muestra la frecuencia de salida en el emisor del opto acoplador U1 que es 120HZ mostrara en pantalla en el LCD. Por otra parte se tiene que tener cuidado en la selección de Q3 que tiene que soportar alto voltaje, el opto acoplador tiene que tener buena repuesta de conmutación para que pueda seguir la excursión de la señal como recomendación

### Cálculos

Datos

$$f = 60Hz$$

$$V_{AC} = 120rms$$

$$H_{FE3(MIN)} = 30$$

$$V_F = 1.3$$

$$P_{D(MAX)} = 0.9w$$

El voltaje pico de entrada es

$$V_p = vol\ rms \times \sqrt{2} = vol$$

$$V_p = 120vol\ rms \times \sqrt{2} = 170vol \text{ Ecuacion 2. Anexos}$$

Restado la caída de los dos diodo enserie 1.4 voltios del rectificador.

$$v_p = 170vol - 1.7vol = 168.3vol$$

Debido a que el voltaje en la entrada es demasiado alto para el opto acoplador se necesita distribuir este voltaje de entrada entre los demas componentes o sea entre el transistor Q3 y la resistencia R1, el analisis en circuito abierto en el transistor Q3 este voltaje aparecera entre colector y emisor asi que este transistor tiene que ser capaz de soportar esta tension.

Suponiendo que el voltaje minimo que soporta el transistor es 168.3 voltios, ya que puede incrementarse por alguna razon, el transistor c248 *Ecuacion 2.Anexos 2* es el candidato para ocupar el lugar de Q3 o uno parecido, este transistor puede manejar una potencia 0.9 watt y voltaje maximo de 300 voltios, conociendo la potencia se puede calcular la corriente maxima que circula entre colector emisor en funcion del voltaje

El voltaje que hay entre colector y emisor en el transistor Q3

$$V_{CE3} = V_p - VF - V_{BE2}$$

$$V_{CE3} = 168.3vol - 1.3vol - 0.7vol = 166.3vol$$

La corriente maxima que circula entre el colector sin que intervenga la resistencia R1 es

$$I_{C3(MAX)} = \frac{P_{D(MAX)}}{V_{CE3}} =$$

$$I_{C3(MAX)} = \frac{0.9w}{166.3vol} = 5.411mA$$

Esta corriente será la máxima, también esta corriente es menor a los 10mA recomendados para que el opto acoplador tenga una vida larga.

Debido a que la resistencia R1 está en paralelo con el diodo del transistor Q2 la corriente se calcula de la siguiente manera:

$$I_{C3} = \frac{V_{BE2}}{R_1} \text{ Ecuacion 6.Anexos}$$

$$I_{C3} = \frac{0.7V}{330\Omega} = 2.12mA$$

Calcular la corriente que circula en la base de Q3

$$I_{B3} = \frac{I_{C3}}{H_{FE3(MIN)}} =$$

$$I_{B3} = \frac{2.12mA}{30} = 70.66\mu A$$

Para encontrar la resistencia que se encuentra en la base de Q3 se necesita saber el voltaje mínimo en la entrada para establecer la corriente mínima de base de Q3, esto se hace sumando la caída de voltaje en los diodos del transistor y el puente rectificador, este resultado se resta al voltaje mínimo de entrada para establecer la corriente mínima de 70.66  $\mu A$

Para este caso el voltaje mínimo es 5.572 voltios.

$$V_{R_2+R_3} = V_{INAC} - 1.4 - V_{BE3} - V_{BE2}$$

$$V_{R_2+R_3} = 7.463V - 1.4V - 0.7V - 0.7V = 4.663V$$

Entonces el valor de resistencia es

$$R_2 + R_3 = \frac{4.66}{70.66\mu A} = 65.99k\Omega$$

Esta es la opción de poner una sola resistencia o poner 2 resistencias como se muestra en la figura IV.2.4.4.1, también este valor representa la resistencia mínima.

### 2.4.5 Circuito comparador de voltaje.

En todos los circuitos electrónicos para que funcionen correctamente es de vital importancia que su alimentación sea lo más estable posible y sea capaz de auto-protegerse de cualquier daño independientemente de la fuente que lo alimenta. En la aplicación del inversor se tienen 4 puentes H que deben ser alimentados con fuentes individuales para cada puente, de no ser así los controladores de MOSFET IR2113 se quemarían.

Cada puente H se encuentra controlado por dos controladores de MOSFET como se muestra en la figura IV.2.4.5.1. Estos controladores están alimentados con 15 voltios por uno de los cinco devanados de la fuente auxiliar de 15 voltios, de ese mismo devanado se sacan 5 voltios por medio de un regulador para alimentar la entrada lógica de los integrado, los dos controladores se alimentan por ese devanado así que no hay necesidad de usar otra fuente para cada controlador en un mismo puente H, de igual manera en el puente H se encuentra alimentado por otra fuente de mayor potencia.

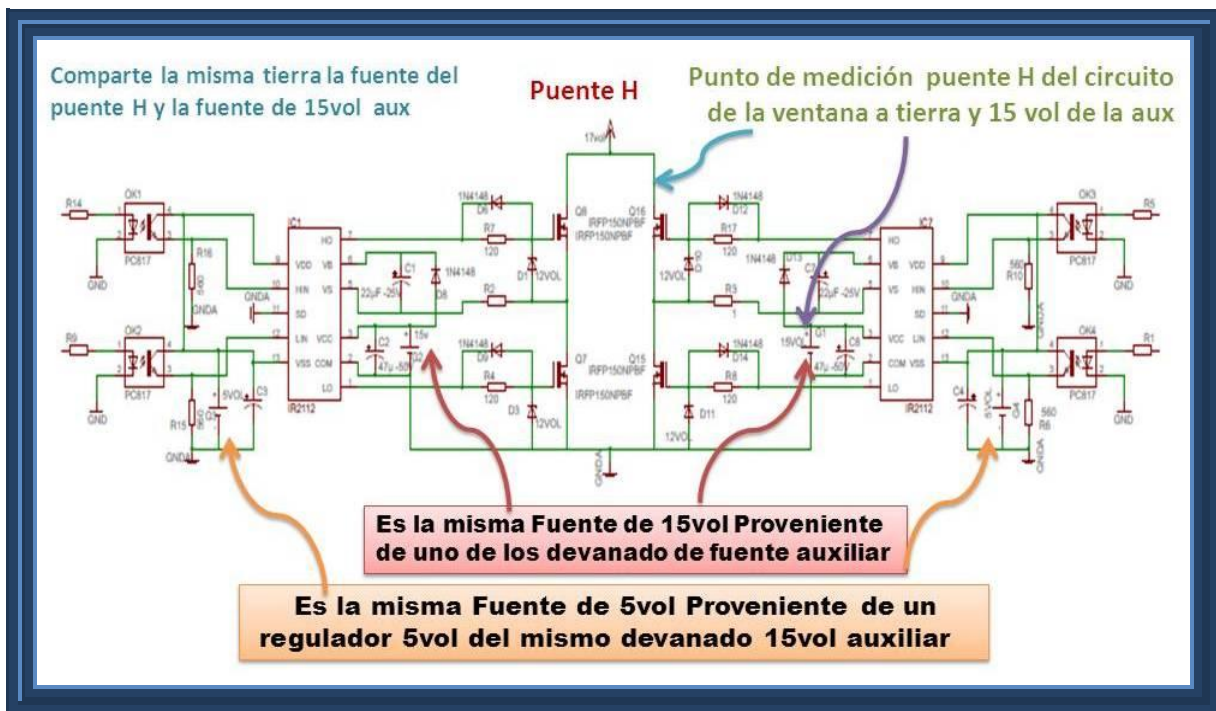


Figura IV.2.4.5.1. Circuito de control del puente H.

Para monitorear el voltaje de cada puente H, se utiliza el circuito mostrado en la figura IV.2.4.5.2. Mejor conocido como comparador de ventana, la fuente del puente H como la fuente que alimenta al controlador MOSFET están representadas por la batería que se muestra en el circuito, la resistencias variables simulan la variación de voltaje, a la salida de cada resistencia variable hay un divisor de voltaje, ese divisor de voltaje genera un voltaje que se compara con el de referencia de 8.1 voltios que proporciona el zener.

Para la fuente de mayor potencia del puente H, el comparador superior de la figura supervisa el límite superior y el comparador del centro de la figura supervisa el límite inferior, si por alguna razón la fuente variara el voltaje más allá del  $\pm 10\%$  permitido entonces los comparadores mencionados cambiarían de estado de alto a bajo en su salida.

Las salidas de estos comparadores van directamente a la entrada inversora del comparador que está a la derecha de la figura IV.2.4.5.1 y que tiene a su salida alimentado al optoacoplador, como el voltaje de la pata no inversora es mayor que la pata inversora, en la salida de este comparador no hay corriente circulando y por ende el diodo LED del optoacoplador no satura al transistor del optoacoplador.

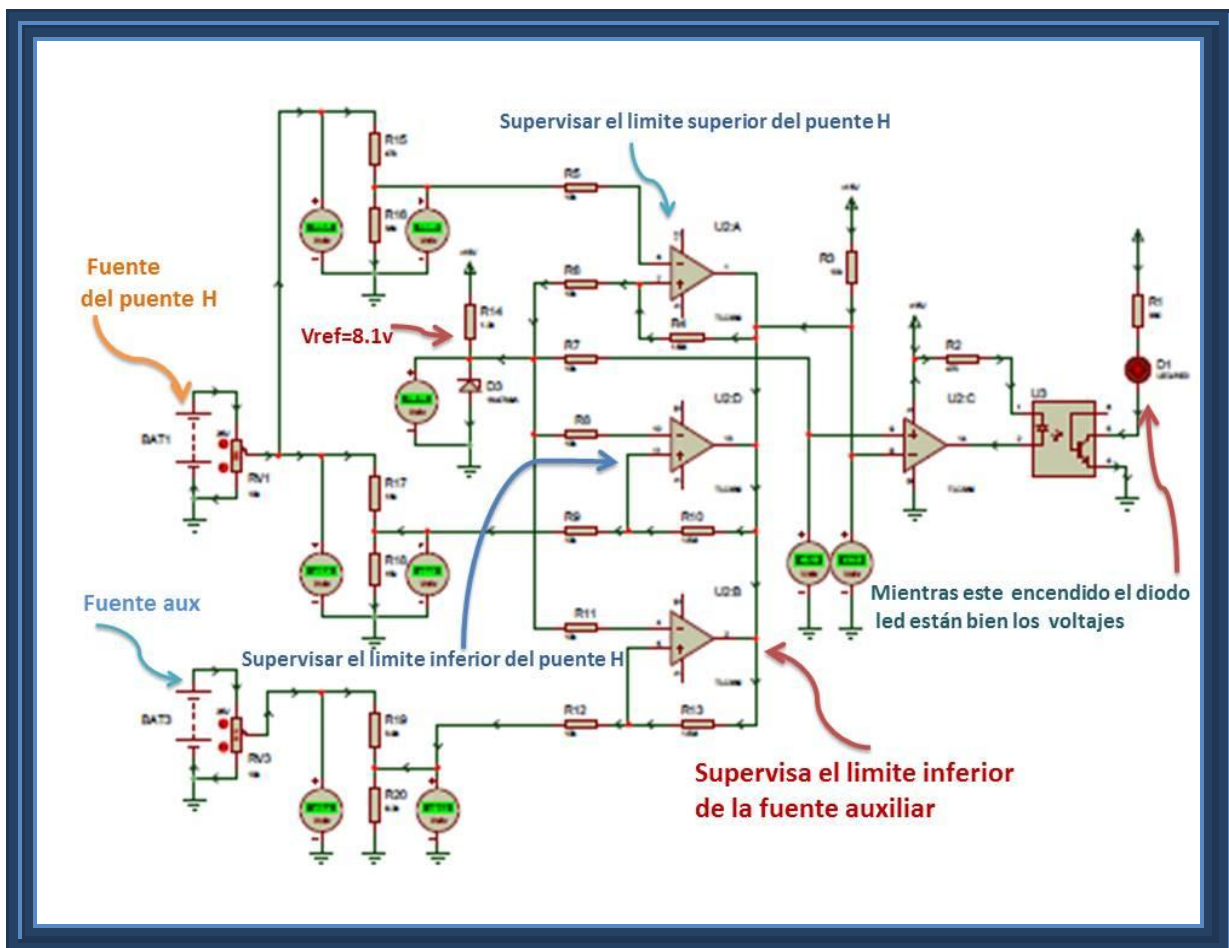


Figura IV. 2.4.5.2. Circuito monitoreo de las fuentes de potencia de los puentes H.

Mientras el voltaje permanezca dentro de los límites el diodo LED permanecerá encendido. Para el caso de la fuente auxiliar como solo un devanado es el que esta retroalimentado (se usa para alimentar al micro controlador) y los otro 4 devanados esta sin retroalimentar (esto 4 devanado alimentan a los 4 puentes H) es necesario supervisar por este método cuando el voltaje descienda.

El comparador inferior de la figura IV.2.4.5.1 Solo supervisa el límite inferior, mientras el voltaje se encuentre aceptable la salida estará en alto pero, por si alguna razón (por un corto circuito) cae en su salida pasara de alto a bajo de igual forma esta salida va directo a la entrada inversora trabajando de igual manera el comparador del centro derecho sin que se sature el transistor del opto acoplador

### CALCULO

Para simplificar los cálculos de las ventanas solo se hace para una ventana completa en un puente H, ya que solo el divisor de voltaje de entrada es el que cambia para los otros puentes, debido a que va creciendo el voltaje de 17V en 17V más o menos su rango de tolerancia, se coloca como voltaje de referencia el mismo diodo zener para los 4 puente. Este diodo cambia un poco la versión de ventana de las anteriores pero no deja de ser igual porque se deja la mismas condiciones al asumir una resistencia y encontrar las otras y se le agrega una resistencia más para garantizar la condiciones

Datos

$V_Z = 8.2V$  El zener con la matrícula 1N4738A con 31mA

$V_{CC} = 15V$

$I_Z = 5.66mA$

$R_{14} = ?$

Encontrando la Resistencia Para el zener

$$R_{14} = \frac{15V - 8.2V}{5.66mA} = 1.2K\Omega \quad \text{Ecuacion 22.Anexos}$$

**Para el límite superior:**

Para lograr que  $V_{OH} \cong V_{CC}$ , se especifica  $R_3 \ll R_4 + R_6 + (R_{II} R_{14})$ . Pero como  $R$  es la resistencia del diodo zener la cual tiene un valor  $4.5\Omega$  según la hoja de datos seleccionado  $R_4 = 1.5M\Omega$ ,  $R_3 = 10k\Omega$  y  $R_6 = 10K\Omega$  calculamos a  $R_5$

$$R_5 \approx (R_{14} \parallel R + R_6) \parallel R_4$$

$$R_5 \approx \left[ \left( \frac{1}{R_5} = \frac{1}{1.2K\Omega} + \frac{1}{4.5} \approx 0.22\Omega \right) + 10K\Omega \right] \parallel \frac{1}{1.5M\Omega} = 9934\Omega \approx 10k\Omega$$

#### Para el límite inferior:

Si se establece  $R_3 \ll R_9 + R_{10}$  para asegurar que  $V_{OH} \cong V_{cc}$ . Con  $R_{10} = 1.5M\Omega$ ,  $R_3 = 10K\Omega$  que es la misma resistencia que comparte la dos ventanas con  $R_8 = 10k\Omega$

Encontramos  $R_9$

$$R_9 \approx R_{14} \parallel R_{RD} + R_8$$

$$R_9 \approx \left[ \frac{1}{R_9} = \frac{1}{1.2K\Omega} + \frac{1}{4.5} = 0.22\Omega \right] + 10K\Omega \approx 10K\Omega$$

Se verifica la condición

$$R_3 \ll R_9 + R_{10}$$

$$10K\Omega \ll 1.5M\Omega + 10K\Omega$$

Para la ventana inferior que supervisa la fuente auxiliar es el mismo calculo así que no es necesario repetir el procedimiento véase la figura para mejor comprensión. El siguiente paso es calcular la resistencia que conforma el divisor de voltaje para cada uno de las fuentes.

#### Para la fuente auxiliar :

El voltaje mínimo es 12.1 voltios fijamos la resistencia  $R_{20} = 8.2k$  y encontrando la resistencia  $R_{19}$

$$\text{Selecioneado } R_4 = 8.2k\Omega$$

Encontrar a  $R_{19}$

$$R_{19} = \frac{V_{CC} \times R_{20} - V_{ref} \times R_{20}}{V_{ref}} \quad \text{Ecuación III.8. 2.1.3.4}$$

$$R_{19} = \frac{12.1v \times 8.2k\Omega - 8.2v \times 8.2k\Omega}{8.2v} = 3k9\Omega$$

Estos valores se repiten para los cuatro puentes H.

### Fuente tercer esclavo del puente H:

Para la fuente de 18.1 con un 10% de variación permitido

$$10\%_{de\ 18.1} = 18.1 \pm 10\% = 1.81v$$

$$V_{Max} = 18.1v + 1.81v = 19.91v \text{ voltios}$$

$$V_{min} = 18.1v - 1.81v = 16.29v \text{ voltios}$$

$V_{Max} = 19.87$  para que de una combinación de resistencia real

$$R_{16} = 33K$$

$$R_{15} = \frac{V_{CC} \times R_{16} - V_{ref} \times R_{16}}{V_{ref}} \quad \text{Ecuación III.8. 2.1.3.4}$$

$$R_{15} = \frac{19.87v \times 33k\Omega - 8.2v \times 33k\Omega}{8.2v} = 47k\Omega$$

$V_{min} = 15.3v$  Para que de una combinación de resistencia real

$$R_{18} = 15k\Omega$$

$$R_{17} = \frac{V_{CC} \times R_{18} - V_{ref} \times R_{18}}{V_{ref}} \quad \text{Ecuación III.8. 2.1.3.4}$$

$$R_{17} = \frac{15.3v \times 15k\Omega - 8.2v \times 15k\Omega}{8.2v} = 12,987.8 \approx 13k\Omega \text{ Combinación real } 12k\Omega + 1k\Omega$$

### Fuente segundo esclavo del puente H:

Para la fuente de 35.6 voltios con un 10% de variación permitido,



$$10\%_{de\ 35.6} = 35.6 \pm 10\% = 3.56v$$

$$V_{Max} = 35.6v + 3.56v = 39.16v$$

$$V_{min} = 35.6v - 3.56v = 32.04v$$

$$V_{Max} = 39.49v \text{ Para que de una combinación de resistencia real}$$

$$R_{16} = 10220\Omega$$

$$R_{15} = \frac{V_{CC} \times R_{16} - V_{ref} \times R_{16}}{V_{ref}} \quad \text{Ecuación III.8. 2.1.3.4}$$

$$R_{15} = \frac{39.49v \times 10220\Omega - 8.2v \times 10220\Omega}{8.2v} = 38.99 \approx 39k\Omega$$

$$V_{min} = 28.18v \text{ Para que de una combinación de resistencia real}$$

$$R_{18} = 16K\Omega \text{ Combinación real } 12k\Omega + 1k\Omega$$

$$R_{17} = \frac{V_{CC} \times R_{18} - V_{ref} \times R_{18}}{V_{ref}} \quad \text{Ecuación III.8. 2.1.3.4}$$

$$R_{17} = \frac{28.18v \times 16k\Omega - 8.2v \times 16k\Omega}{8.2v} = 38.98 \approx 39k\Omega$$

### Fuente tercer esclavo del puente H:

Para fuente de 53.8v con un 10% de variación permitido

$$10\%_{de\ 53.8} = 53.8 \pm 10\% = 5.38v$$

$$V_{min} = 53.8v - 5.38v = 48.42v$$

$$V_{Max} = 53.8v + 5.38v = 59.18v$$

$$V_{Max} = 59.45v \text{ Para que de una combinación de resistencia real}$$

$$R_{16} = 16k\Omega \text{ Con binación de } 12k\Omega + 1k\Omega$$

$$R_{15} = \frac{V_{CC} \times R_{16} - V_{ref} \times R_{16}}{V_{ref}} \quad \text{Ecuación III.8. 2.1.3.4}$$

$$R_{15} = \frac{59.45v \times 16k\Omega - 8.2v \times 16k\Omega}{8.2v} = 100k\Omega$$

$V_{min} = 46.466$  Para que de una combinación de resistencia real

$$R_{18} = 12K\Omega$$

$$R_{17} = \frac{V_{CC} \times R_{18} - V_{ref} \times R_{18}}{V_{ref}} \quad \text{Ecuación III.8. 2.1.3.4}$$

$$R_{17} = \frac{46.46v \times 12k\Omega - 8.2v \times 12k\Omega}{8.2v} = 55.99k\Omega \approx 56k\Omega$$

### Fuente master del puente H

Para fuente de 72.9 voltios con un 10% de variación permitido

$$10\%_{de\ 72.9} = 72.9 \pm 10\% = 7.29v$$

$$V_{Max} = 72.9v + 7.29v = 80.19voltios$$

$$V_{min} = 72.9v - 7.29v = 65.61voltios$$

$V_{Max} = 83.36v$  Para que de una combinación de resistencia real

$$R_{16} = 12k\Omega$$

$$R_{15} = \frac{V_{CC} \times R_{16} - V_{ref} \times R_{16}}{V_{ref}} \quad \text{Ecuación III.8. 2.1.3.4}$$

$$R_{15} = \frac{83.36v \times 12k\Omega - 8.2v \times 12k\Omega}{8.2v} = 110k\Omega$$

$V_{min} = 64.57v$  Para que de una combinación de resistencia real

$$R_{18} = 16K\Omega$$

$$R_{17} = \frac{V_{CC} \times R_{18} - V_{ref} \times R_{18}}{V_{ref}} \quad \text{Ecuación III.8. 2.1.3.4}$$

$$R_{17} = \frac{64.57v \times 16k\Omega - 8.2v \times 16k\Omega}{8.2v} = 110k\Omega$$

#### 2.4.6 Circuito detección de voltaje del inversor (CDA).

El circuito en la figura IV.2.4.6.1 Es un convertidor de escalera R-2R el cual permite recepción las salidas de los circuitos antes expuestos, está constituido por 6 entradas digitales lo que significa que es de 6 bits, cada entrada del convertidor digital-analógico solo puede tener dos estado 1 y 0, con 63 combinaciones posibles, la salida del convertidor es un voltaje analógico proporcional a la combinación de las entradas.

$$\#combinaciones = 2^6 - 1 = 63 \quad \text{Ecuación III.9. 1}$$

En la salida del convertidor digital a analógico de escalera, hay un amplificador operacional UA5 (LM358) configurado como seguidor de voltaje que aísla y evita la conexión del DAC con el resto del circuito, la salida de este amplificador tiene el mismo voltaje que hay en el DAC este voltaje luego pasa por dos procesos distintos: el primero consiste en comparar ese voltaje de salida con otro voltaje de referencia con el comparador ua8 (lm339) que está en la figuraIV.2.4.6.1 el comparador funciona como un convertidor análogo a digital con la finalidad de hacer un consolidado de falla total.

Si por alguna razón una de las entradas pasa de estado bajo a alto el voltaje en la escalera cambiara y será mayor que el voltaje de referencia del comparador UA8 mandando la salida de bajo a alto. Esta salida del comparador sirve como entrada digital para el micro controlador PIC16f877A.

El segundo proceso es de apoyo al primero, ya que el primero solo detecta que hay falla no pudiendo determinar que la causo, para poder determinar cuál fue la falla se utilizan las combinaciones que tienen un valor específico de voltaje, con esta técnica se logra determinar la causa.

En la figura IV.2.4.6.1 se muestra también el circuito que monitorea la batería que no pertenece a la escalera R-2R, este circuito esta contactado entre el divisor de voltaje que proporciona el voltaje de referencia del comparador UA8, hay que recordar que mientras el voltaje de referencia en la pata inversora sea mayor que la pata no inversora la salida del comparador UA8 estará en bajo, cuando la

batería se descargue el comparador UA4 que supervisa la batería mandara su salida a bajo, mandando así a tierra el voltaje de referencia del comparador UA8 si no ha ocurrido ninguna falla en la escalera DAC, la salida del comparador UA8 pasa de bajo a alto ya que el voltaje de la pata no inversora será mayor que la inversora.

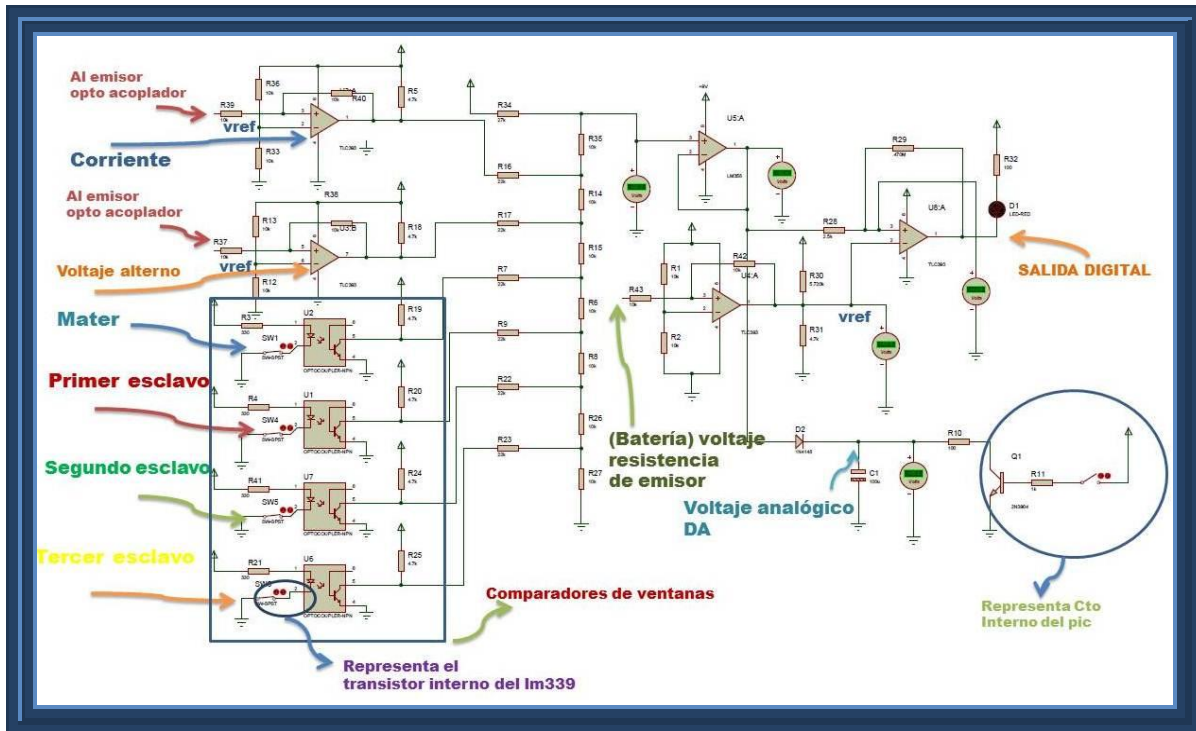


Figura IV.2.4.6.1. Circuito convertidor de voltaje digital a señal analógica.

En la tabla IV.2.4.6.1 presentamos solamente las seis combinaciones del circuito convertidor digital-analógico, que nos indica la posible falla en el inversor multinivel.

Combinaciones de bits Versus Voltaje de salida del DAC.								
Ítems	b5	b4	b3	b2	b1	b0	Vs (DAC)	Posible falla.
1	0	0	0	0	0	1	2.25V	Voltaje DC_Eslavo-3.
2	0	0	0	0	1	0	2.30V	Voltaje DC_Eslavo-2.
3	0	0	0	1	0	0	2.38V	Voltaje DC_Eslavo-1.
4	0	0	1	0	0	0	2.54V	Voltaje DC_Master.
5	0	1	0	0	0	0	2.84V	Sobre-Voltaje de salida
6	1	0	0	0	0	0	3.46V	Sobre-Corriente de Salida

Tabla IV.2.4.6.1. Voltaje de salida del DAC 2R-R.

## 2.5 Control de mando con pantalla LCD.

El circuito de interfaz de usuario del prototipo está conformado por una pantalla LCD de dos líneas de 20 caracteres cada uno, para visualizar mensajes de texto cortos (SMS) que proporcione la información adecuada sobre un evento determinado del equipo electrónico de forma fácil y económica, y un teclado de cinco pulsadores para controlar la operación y funciones de la aplicación, además un diodo LED para visualizar el estado de operación del inversor multinivel según la figura IV.2.5.1.

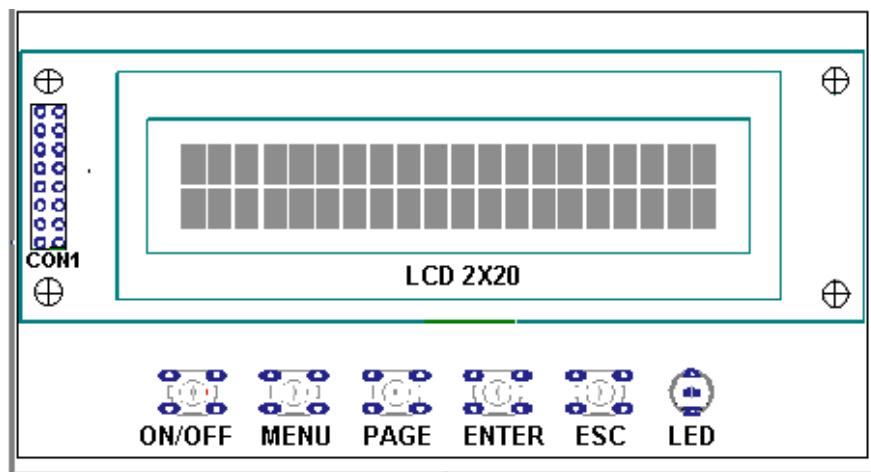


Figura IV.2.5.1. Teclado de control del Inversor Multinivel.

### 2.5.1 Descripción de las cinco teclas del control de mando del equipo.

- [ON/OFF] = Control de encendido y apagado del inversor multinivel
- [MENU] = Acceso a las pantallas de servicios y monitoreo del equipo.
- [PAGE] = Navegación en las pantallas de medición de la aplicación.
- [ENTER] = Aceptar la medición de la pantalla seleccionada.
- [ESC] = Escapar de la navegación y retorna a la pantalla principal.

### 2.5.2 Estado de operación del LED del teclado de control:

- Rojo permanente: Inversor Multinivel “APAGADO”
- Verde permanente: Inversor Multinivel “ENCENDIDO”
- Rojo y Verde parpadeando: Inversor Multinivel en “FALLA”

## **2.6 Procedimiento de diseño de la tarjeta de circuito impreso.**

PCB (printed circuit board) abreviatura de (tarjeta de circuitos impresos); es el proceso de impresión de pista en una tarjeta virgen de acuerdo al diagrama esquemático del circuitos. En este proceso se tiene que utilizar un programa computacional para realizar el diseño, es más laborioso pero con mejores resultado que el diseño utilizando tarjeta perforada.

Los materiales básicos para la elaboración de tarjeta de circuitos impresos son: tarjeta de fibra de vidrio o baquelita, ácido nítrico, taladro, brocas milimétricas, guillotina, botella de pintura en aerosol, estaño y soldador.

### **2.6.1 Criterios a considerar para el diseño del PCB.**

- Tener el diagrama esquemático completo.
- Selección del tipo de tarjeta: virgen o perforada.
- Definir qué programa utilizar para el diseño del PCB.
- Definir los bloques del circuito y en qué lugar va situado en el PCB.
- Evitar curvas de 90 grados en la pista.
- Definir las dimensiones físicas de todos los componentes de los circuitos.
- Crear librería de los componentes propios de la aplicación.
- La facilidad de acceso a los puntos de prueba.
- Facilidad de acceso a los componentes reemplazables.
- Definir grosor de las pistas de potencia y de control.
- Conexiones externas para voltajes de entrada y salida del inversor.
- Disminuir costos y tamaño de la tarjeta principal.
- Serigrafía.

### **2.6.2 Pasos a seguir para la elaboración del PCB.**

Debido a que esta monografía está dividida en dos partes, la fase A que son las fuentes de poder y la fase B que es la circuitería del inversor con su sistema de adquisición de datos, el equipo estará dividido en dos partes, una tarjeta de

potencia para las fuentes de alimentación y una tarjeta de control. Las dimensiones de la tarjeta de potencia son de 9'' x 11'' (pulgadas), siendo este un espacio suficiente para ubicar las cuatro fuentes de potencia, respetando los márgenes de seguridad para evitar arcos eléctricos manteniendo

Para mantener uniforme la distribución de potencia en la tarjeta, las fuentes fueron ubicadas de la siguiente manera: según la vista superior, al lado derecho se ubicaron las fuentes de 17 y 68 voltios, y en el extremo opuesto se ubicaron las fuentes de 34 y 51 voltios.

El grosor de las pistas en el lado del primario de las fuentes donde la densidad de corriente es mayor se le dio una media de 1.5 cm, y a las pastas del lado del primario se les dio un grosor de 0.8 cm.

Las tarjetas de control individuales para cada fuente fueron ensambladas aparte para ahorrar espacio, siendo sus dimensiones de 2.5''x 3'', se ubicaron de manera vertical y su conexión es por medio de pines soldados.

En el caso de la tarjeta de control (inversor y circuitería de adquisición de datos) cuyas dimensiones son las mismas que las de la tarjeta de potencia (9'' x 11'') a las pistas por ser solo de pequeña señal se les dio un grosor de 0.1 cm. Esta tarjeta también contiene los puentes H, una fuente auxiliar que se ensambló por aparte, también para ahorrar espacio, y se ubicó horizontalmente sobre la tarjeta principal, conectándose por pines.

El diseño del esquema del circuito impreso se realizó con el software Eagle, esta cuenta con librerías comunes para la mayoría de los componentes como condensadores, diodos, transistores, etc. Pero en el caso específico de los transformadores e inductores, estas librerías debieron ser creadas.

Ya con la disposición final de los componentes decidida, continua la etapa de serigrafía de la tarjeta virgen, al no contar con equipo especializado para este tipo de tareas (cámara xxx), y por no ser satisfactorio el proceso tradicional de planchado de la tarjeta que es demasiado grande, se dio solución a esto,

utilizando una impresora láser, utilizada normalmente para grabar vidrios, plásticos, madera, etc.

Primero se pintó la tarjeta, con pintura común de aceite, ya que el cobre de la tarjeta no absorbe el láser de la maquina impresora, sino que lo difracta, por lo tanto se facilitó el negativo del PCB para hacer el grabado, removiendo el láser a la pintura en las áreas donde no debe existir pista, el acabado de es perfecto.

El segundo paso del proceso es sumergir la tarjeta serigrafía un una solución de ácido nítrico con una relación de tres partes de agua por una de ácido, durante el tiempo requerido, a continuación se realizan las perforaciones y se ubican y sueldan los componentes.

Para los disipadores de calor de los MOSFET's tanto de las fuentes como los de los puentes H se utilizó dos láminas de aluminio del tamaño necesitado, estas láminas también sirven de soporte para los MOSFET. Para evacuar el calor se utilizó ventiladores o abanicos, ubicados estratégicamente para que el aire recorriera y enfriara todos los MOSFET de potencia.

### **3. Requerimientos del Inversor Multinivel.**

En base al estudio previo expuesto anteriormente sobre la circuitería del puente H, los sistemas de adquisición de datos y de acuerdo al diagrama de bloque del inversor, se necesita alimentar toda esa circuitería con ciertas características de alimentación especiales. Debido a que uno de los propósitos en el diseño de inversores es que sean compactos y livianos lo más recomendable es usar fuentes conmutadas, pero el diseño de las fuentes conmutada es complicado de realizar por eso requiere una especial atención o especialización. Por tanto los requerimientos del inversor en cuestión en cuanto a alimentación y potencia son:

Diseñar fuentes conmutadas para la potencia, independientes entre sí de 17vdc, 34vdc, 51vdc y 68vdc con una corriente máxima de salida de 5 amperios para cada fuente, para garantizar la potencia de salida de 600 watt.



Diseñar una fuente conmutada con 5 salidas de 15 voltios dc cada una, completamente aislada entre sí, con una corriente máxima de 1 amperios, para alimentar los controladores de MOSFET, circuito adquisición de datos respectivamente para cada puente, cuatro salida se utilizan para este propósito y la quinta alimenta al micro controlador por medio de un regulador de 5 voltio DC este devanado se usa como retroalimentación para el control de la fuente y también para suplir el aislamiento entre los circuitos de adquisición de datos.

Se requiere que los voltajes en los puentes y circuitos de adquisición de datos sean lo más estable posible, se deja al criterio de los diseñadores de la fuente.

De igual forma se deja al criterio de los diseñadores que topología de fuente usar para alimentar los circuitos y otros factores que involucren el diseño de la fuente como por ejemplo que frecuencia de trabajo, los semiconductores a usar, las correcciones de voltajes etc.

Para garantizar la interoperabilidad de las dos monografías estos voltajes tienen que ser los correctos y ser efectivo para que trabaje todo el equipo armónicamente sin ningún problema por mala alimentación.

## V. Presentación de resultados.

En este capítulo presentamos los resultados obtenidos en las pruebas de funcionamiento del prototipo construido, esto nos permitió evaluar las características y ventajas propias en la tecnología de Inversores Multinivel, además verificamos el funcionamiento de los circuitos de control y medición de las variables eléctricas del equipo.

### 1. Instrumentos y medios para realizar las pruebas.

1. Prototipo del Inversor Multinivel.
2. Osciloscopio Analógico, Marca LEADER; modelo: 8020.
3. Amperímetro con pinzas, marca: AMPROBE, modelo:ACDC-100-
4. Multímetro, marca FLUKE, modelo: 87V.
5. Batería de 14V.
6. Resistencia Ajustable de Potencia como carga del equipo.

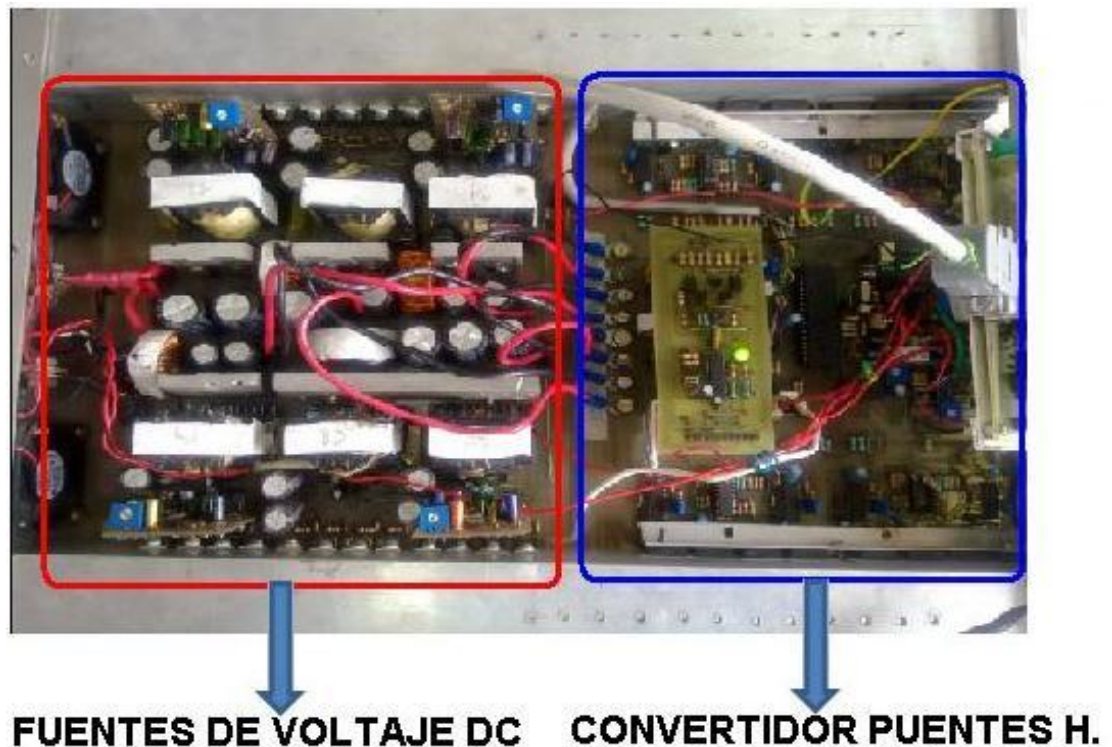


Figura V.1.1. prototipo del inversor multinivel

Como podemos observar en la figura V.1.2. No es necesario fuentes de voltaje adicional o externar para el funcionamiento del prototipo ya que este solamente necesita de una fuente de voltaje de 14VDC, como la batería de ciclo profundo.

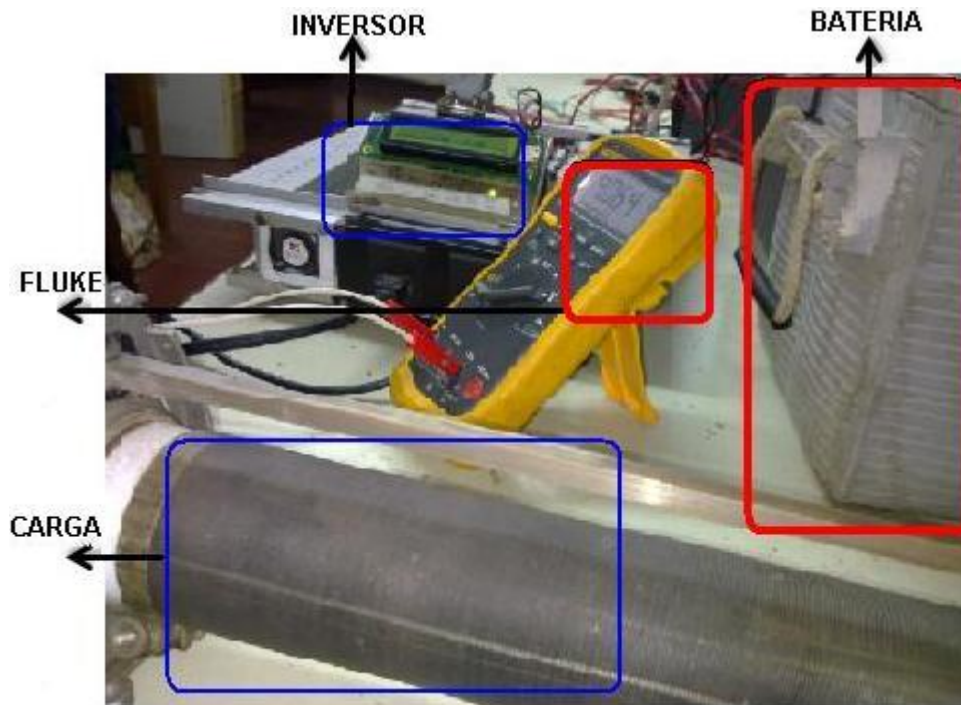
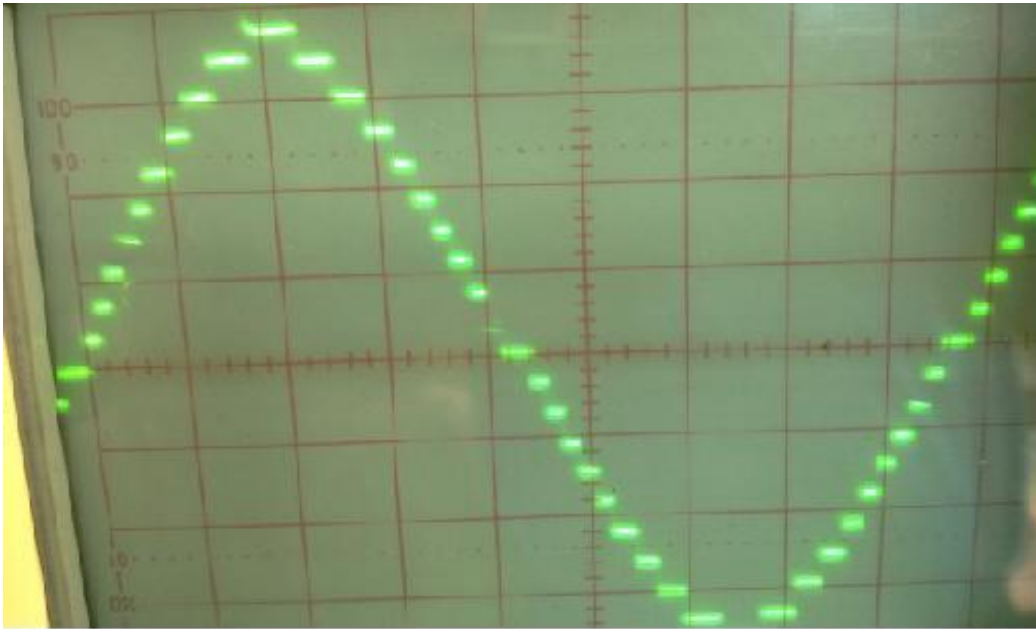


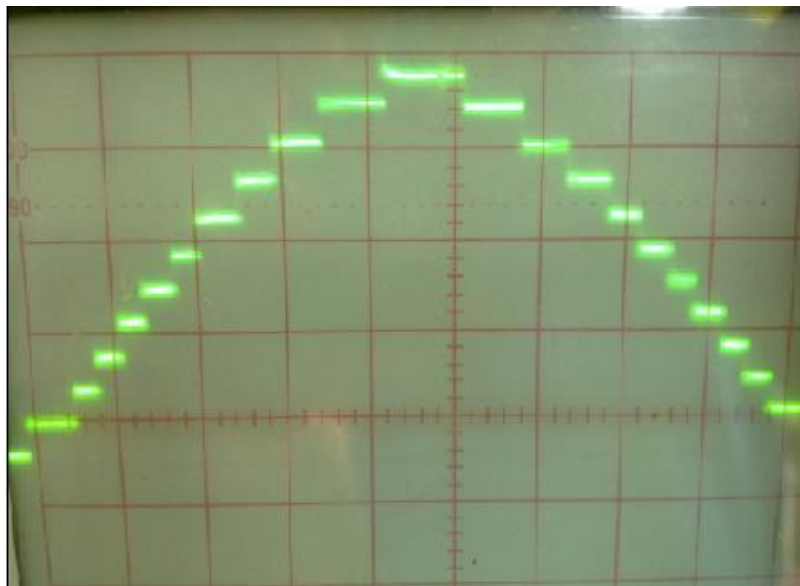
Figura V.1.2. Instrumentos utilizados para recopilar los resultados.

## 2. Formas de ondas más importantes del inversor multinivel de cuarenta y un escalones.

En la figura V.2.1 se presenta el voltaje de salida de 120Vac rms a 60Hz generado por el inversor al sintetizar los 41 escalones o niveles de voltajes. En la figura V.2.2 presentamos en detalle el semiciclo positivo de la onda de voltaje formado por veinte niveles de voltaje más cero.



**Figura V.2.1 Forma de onda del voltaje de salida del inversor multinivel.**



**Figura V.2.2 Semiciclo positivo de voltaje de salida del inversor multinivel.**

En la figura V.2.3 a,b,c,d observamos las señales de control de los cuatro puentes H del inversor multinivel, la secuencia de conmutación y el tiempo de activación de los dieciséis MOSFET de potencia es determinado con gran precisión por el

PIC16F877A, al ejecutar las instrucciones del programa fuente desarrollada para esta aplicación.

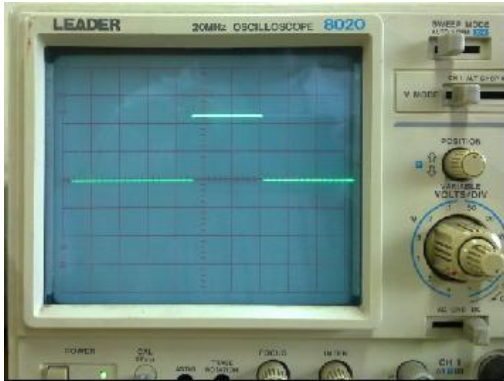


Figura 2.3.a. Señal de pulso a Puente-H\_Master.

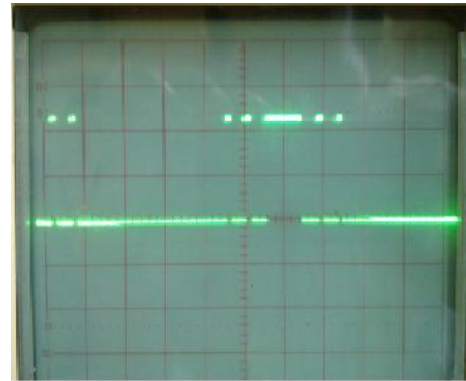


Figura 2.3.b. Señal de Pulso Puente-H\_Esclavo-2.

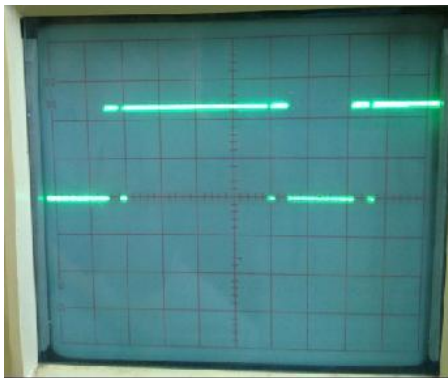


Figura 2.3.c. Señal de Pulso Puente-H\_Esclavo-1.



Figura 2.3.d. Señal de Pulso Puente-H\_Esclavo-3.

### 3. MEDICIONES DE VOLTAJE Y CORRIENTE DE SALIDA DEL INVERSOR.

Una de las pruebas más importante del prototipo fue medir la potencia de salida de 600 vatios definido en el diseño y determinar la eficiencia del equipo. En la tabla V.3.1 presentamos las mediciones de corrientes y voltajes de salida entregado por el inversor a la resistencia de potencia ajustable de prueba.



MEDICIÓN DEL PROTOTIPO							
Muestra	$I_{ENTRADA(DC)}$	$V_{ENTRADA(DC)}$	$I_{SALIDA(rms)}$	$V_{SALIDA(rms)}$	$P_{ENTRADA}$	$P_{SALIDA}$	EFICIENCIA
1	19,60A	12,50V	1,60A	121,00V	245,00W	193,60W	0,79
2	27,20A	12,38V	2,26A	118,60V	336,74W	268,04W	0,80
3	59,70A	11,98V	5,18A	115,00V	715,21W	595,70W	0,83
PROMEDIO DE EFICIENCIA							0,81

Tabla V.3.1. Mediciones de Potencia del Inversor Multinivel.

Como podemos observar en la figura V.3.1. La forma de onda formada por los niveles de voltaje o escalones del voltaje de salida del inversor no sufre deformación o distorsión a máxima demanda de corriente por la carga (5A rms).

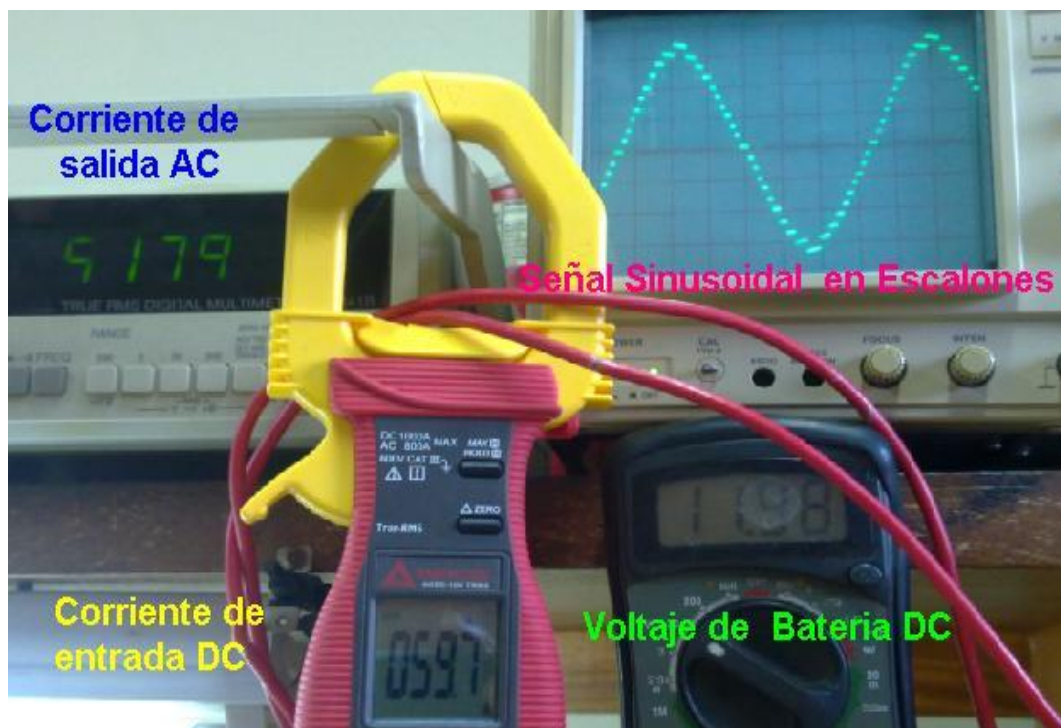


Figura V.3.1. Prueba del Inversor Multinivel a 600 vatios.

En la figura V.3.2. Presentamos el voltaje de salida rms medido con el voltímetro cuando la corriente de salida del inversor demanda por la resistencia de potencia es mayor a 5Arms, cuyo valor se encuentra dentro del rango de operación del equipo.



Figura V.3.2. Voltaje de salida del Inversor a plena carga.

**4. Mediciones de la variable eléctrica de la señal senoidal en escalón desde el teclado de control con pantalla LCD**

En la siguiente prueba queremos verificar el funcionamiento de los circuito de medición integrado en el prototipo construido comparando el valor medido contra un voltímetro digital FLUKE 87V, como referencia, y obtuvimos los valores indicado en la tabla V.4.1.

VERIFICACIÓN DE MEDICIONES DEL PROTOTIPO CONTRA INSTRUMENTO DE REFERENCIA.				
Número de Muestra.	TIPO DE MEDICIÓN	LECTURA EN LCD DEL INVERSOR	LECTURA EN LCD DEL VOLTIMETRO	DIFERENCIA
1	VOLTAJE DE BATERIA (VDC)	13,7	12,74	0,96
2	VOLTAJE DE SALIDA (VAC rms)	122,4	121,60	0,80
3	CORRIENTE DE SALIDA (A rms)	3,9	4,06	-0,16
4	FRECUENCIA DE SALIDA (Hz)	60,0	60,06	-0,06

Tabla V.4.1. Valores de los circuito de medición diseñado vs voltímetro de referencia.

En la figura V.4.1 presentamos la medición del voltaje de la batería que se conecta en el voltaje de entrada del prototipo.

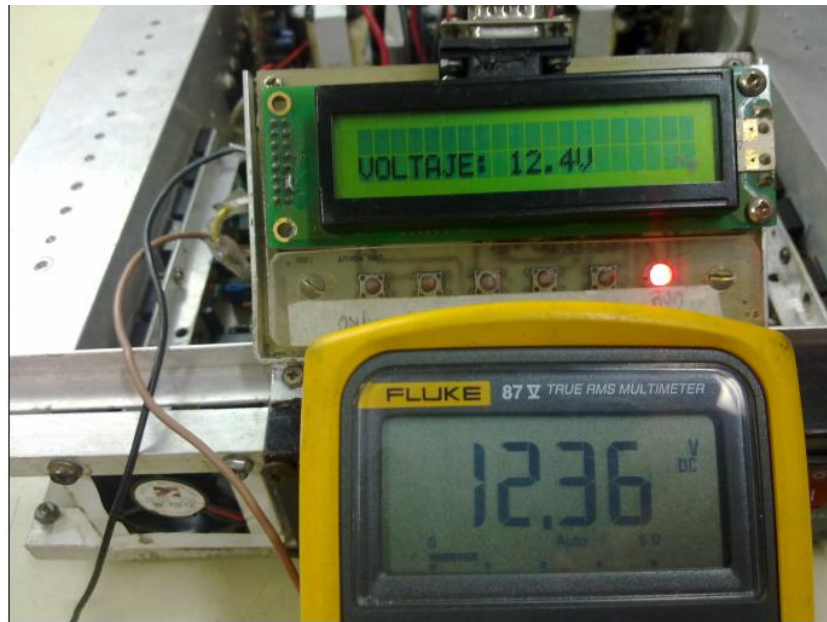


Figura V.4.1. Monitoreo del voltaje de entrada del inversor (batería).

En la figura V.4.2, se muestra el voltaje de salida de 122.4v rms a través de la pantalla LCD del prototipo y la lectura del voltímetro fluke como referencia.



Tabla V.4.2. Monitoreo del Voltaje de salida de corriente alterna del Inversor Multinivel.

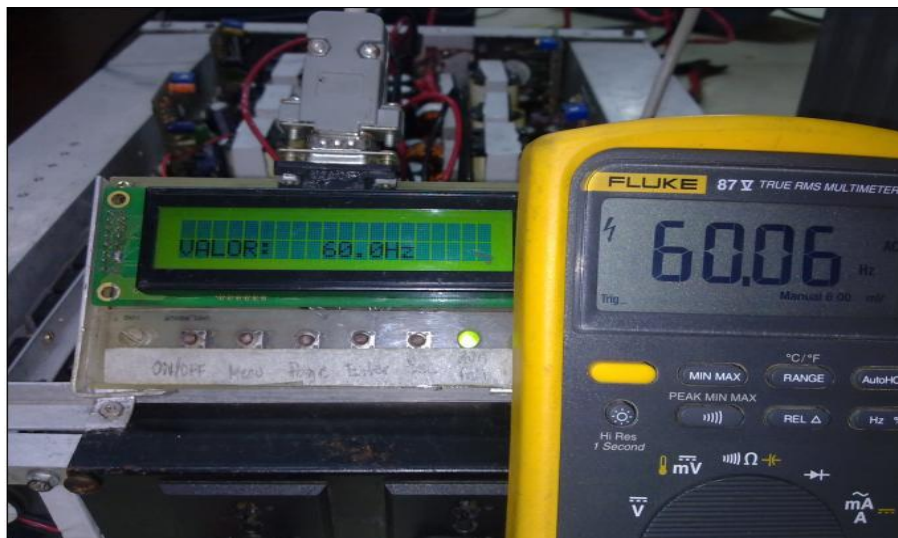


En la figura V.4.3 presentamos la corriente de salida alterna medida desde el prototipo (4.9A), esto le permite al usuario determinar la máxima corriente que puede demandar al equipo de forma segura.



**Figura V.4.3. Prueba de funcionamiento del circuito medidor de corriente de salida del prototipo.**

En la figura V.4.4 se observó la frecuencia de la señal sinusoidal escalonada generada por el inversor multinivel, lo que indica que este equipo puede suministrar un voltaje alterno con iguales características a la red eléctrica nacional.



**Figura V.4.4. Medición de la frecuencia de salida del inversor.**

### V.5. Prueba de aviso de falla desde pantalla LCD del Inversor Multinivel.

Los circuitos de protección del equipo vigilan en tiempo real que los parámetros de operación estén dentro del rango de los valores de diseño, en caso contrario el sistema de control con microcontrolador despliega en la pantalla del LCD un mensaje corto de la posible causa de la anomalía y saca de servicio al equipo, esto ayuda al usuario diagnosticar rápidamente la falla y evitar daños al inversor multinivel.

En la figura V.5.1 presentamos la prueba de falla por Batería Baja, esta advertencia indica que el voltaje de la batería que se conecta a la entrada del inversor es menor al valor mínimo (10,5 V) de operación segura del equipo.

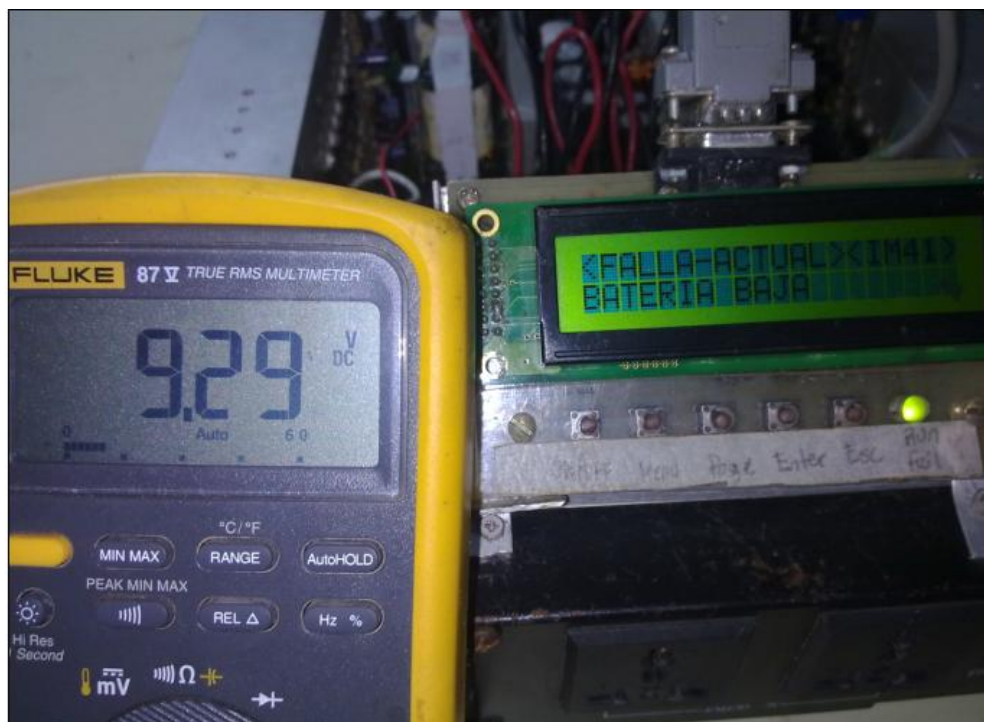


Figura V.5.1. Falla del Equipo por Batería baja.

## **VI. Conclusiones.**

La tecnología de inversores multinivel consiste en un arreglo de semiconductores de potencia en conmutación y fuentes de voltajes DC, dicho principio fue implementado por nuestra monografía en el diseño y construcción de cuatro fuentes conmutadas de voltajes asimétricos y aislados (FASE A) como complemento para alimentar a cuatro convertidores de puentes H conectados en serie y con un sistema digital basado en microcontrolador para controlar la secuencia de conmutación de los transistores MOSFET de potencia responsable de generar una forma de onda senoidal en escalón de 120v rms a 60Hz, con potencia de 600vatios.

El inversor multinivel construido en nuestra monografía presenta un diseño compacto y robusto, con un voltaje de salida estable y sin distorsión o pérdida de los niveles o escalones de voltajes ante variaciones de potencia demanda por la carga, cuyo rango de operación de voltaje y corriente de entrada y salida medidas muestran una eficiencia promedio mayor al 80%.

En las pruebas realizadas al equipo logramos comprobar el funcionamiento de los circuitos de medición y adquisición de datos de las principales variables eléctricas de la señal de salida alterna generada por el inversor multinivel como voltajes, corrientes, estos valores se visualizan en la pantalla LCD integrado en el inversor multinivel para que el usuario puede conocer los parámetros de operación de trabajo del equipo, sin necesidad de auxiliarse de instrumento de medición externa y costosos.

Otra característica que implementamos en nuestro equipo fueron los circuitos de protección y visualización de anomalías en la pantalla LCD ocasionado por sobre corriente, sobre voltaje y batería baja, con el fin de disminuir la probabilidad de daños al equipo y aumentar la vida útil del mismo en condiciones de operación seguras.

Este proyecto nos permitió experimentar con nuevas técnicas artesanales para la elaboración de circuitos impresos en tarjetas de baquelitas con superficie de cobre (tarjetas vírgenes para PCB) que elimina los procedimientos de calentamientos convencionales y reduce el tiempo de fabricación, logrando mejorar significativamente la calidad de pistas de control de 1mm de ancho.

## **VII. Recomendaciones.**

Se recomienda que todos los componentes que forman al inversor sean dimensionados correctamente para evitar la destrucción. Hay que tomar especificaciones de temperatura para evitar el daño del semiconductor o un mal funcionamiento a la hora de poner en marcha el inversor multinivel, por eso es muy importante tomar en cuenta la especificaciones técnicas dada por el fabricante. Así, para asegurar un funcionamiento correcto y sin interrupciones se debe resguardar las condiciones normales de operación y que la temperatura de juntura nunca llegue a 175 °C.

Si se requiere mayor potencia de salida se pueden poner MOSFET en paralelos en los puentes H o buscar un MOSFET de mayor potencia para no aumentar el volumen del inversor. También no exigir al inversor mayor potencia de la que fue diseñado, no hacer corto circuito en la salida, prestar atención a los mensajes de falla de las fuentes que muestra el display del inversor.

En alguno diseño de puente H se usan baterías en lugar de fuente conmutada en la topología simétrica se ve este caso ya que no hay batería de cualquier voltaje es muy difícil implementar la asimetría para ganar más escalones aparte que cuando la batería se va descargado la amplitud de la salida disminuye. Por eso es mejor usar fuente conmutada ya que mantiene constante los voltaje se salida que una batería aparte que da movilidad a tener cualquier voltaje que dese poner al puente.

Por otra parte no espere que el inversor entregara todo el tiempo la misma potencia esto es debido a que la fuente ya no puede regular más la caída de la batería algunos fabricantes de inversores en su especificaciones de su equipo entregan la potencia máxima entre 5 a 10 minuto y después de paso ese tiempo la potencia no es la misma y esto es un entandar para toda la marcas consultada.

Se puede hacer un inversor de mayor numero de escalones ya sea aumentada el número de fuente que vayan sumándose para aumentar la combinación del escalón o restado los voltaje de la fuente ya exciten te para logra un número mayor de escalone con la desventaja que se disipa más potencia debido a que la fuente se confronta una a otro (en un momento entrega potencia y otro absorbe potencia.)

Se requiere un sistema de puesta a tierra para evitar descarga para el usuario o por cualquier rayo que caiga en el sistema

Es más fácil programar en lenguaje de alto nivel y desplazarse entre lenguaje entre lenguaje de alto nivel que en el lenguaje de ensamblador, no se necesita conocer completamente la circuitería interna del microcontroladores, de igual forma se puede cambiar a otra compañía productora de micro controladores que usen lengua de alto nivel y que presten mejora en su productos

Los que se busca en un diseño es reducir al máximo el número de componente necesario, que afecta directamente al costo, también se busca que su producción sea lo más rápida posible. Debido a la utilización de controladores ir2113 bootstrap se reduce la complejidad de la circuitería y es más confiable que otra forma de controlar los MOSFET superior del driver.

De igual forma al utilizar el microcontrolador reduce extremadamente el uso de circuitería pasiva en el diseño se vuelve más fácil de realizar pero con el inconveniente es que todo está integrado en el micro dependiendo mucho hacer descartable, difícil la reparación desde el punto de vista del técnico pero para el diseñador una maravilla por la integración que se realiza en el diseños.

Para alimentar los puente completo junto con su controladores se puede sacar un devanado en el transformador para alimentar la lógica pero se tiene el inconveniente en el monitoreo de los puente ya que quedaría completamente sin energía la parte de adquisición

En futura aplicaciones se puede utilizar al inversor como un variador de frecuencia que es recomendable para el manejo de motores escalera eléctrica etc. No se recomienda usar inversor de fuente común para aplicaciones de variaciones de frecuencia

### VIII. Bibliografía

*palacios, E., Remiro, F., & LOPEZ, I. (2004). microcontrolador pic16f84a desarrollo de proyecto. MEXICO: alfaomega.*

*A, malvino, a., & BATES, D. (s.f.). Principios de eelctronica septima edicion . 2007: McGrawHill.*

*ARENY, R. P. (1993). ADQUISICION Y DISTRIBUCION DE SENAL. ESPANA .*

*ARENY, R. P. (1993). ADQUISICION Y DISTRIBUCION DE SENALES. BARCELONA: BOIXAREU EDITORES.*

*Balogh, B. L. (s.f.). Design And Application Guide For High Speed MOSFET Gate Drive Circuits.*

*Boylestad, R. L. (2004). INTRODUCCION AL ANALISIS DE CIRCUITOS DECIMA EDICION. mexico: PEARSON PRENTICE HALL.*

*Brown, M. (1990). Practical Switching.*

*Brown, M. (2007). Power Sources and Supplies.*

*franco, s. (s.f.). Diseno con amplificadores operacionales y circuitos integrado analogicos.*

*GOTTFRIED, B. S. (2005). programciom en c. MEXICO: MC GRAW HILL.*

*HARI, A. K. (Marzo de 2009). Voltage-Mode Push-Pull Converters. Power Electronics Technology.*

*HART, D. W. (2001). ELECTRONICA DE POTENCIA. MADRID: PEARSON EDUCACION.*



HERNADEZ, J. M. (s.f.). *DISEÑOS DE FUENTE DE CORRIENTE CONTINUA. MEXICO: UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO.*

<http://es.wikipedia.org>. (s.f.). Obtenido de [http://es.wikipedia.org/wiki/Corriente\\_de\\_Foucault](http://es.wikipedia.org/wiki/Corriente_de_Foucault)

IRWIN, J. (1997). *Analisis basico de circuitos en ingenieria quinta edicion . pearson educacion .*

Keith Billings, T. M. (2011). *SWITCHMODE POWER SUPPLY HANDBOOK (Tercer Edicion ed.).*

Micrometals. (Febrero de 2007). *Power Conversion and Line Filter Applications.*

MOHAN, N., M.UNDELAND, T., & EDICION, W. P. (s.f.). *ELECTRONICA DE POTENCIA CONVERTIDORES, APLICACIONES Y DISEÑOS. MEXICO: MC GRAWHILL.*

PERNIA, A. M. (MAYO DE 1999). *proteccion electrica de semiconductores: redes de ayuda a la comutacion disipativas y no disipativas.UNIVERSIDAD DE OVIEDO.*

*Power Supply Theory of Operation. (s.f.).*

Pressman, A. I. (2009). *Swicthing Power Suply Design. New Yor: Mc Graw Hill.*

rashid. (2003). *inversor.*

Rashid, M. H. (2004). *ELECTRONICA DE POTENCIA CIRCUITO, DISPOSITIVO Y APLICACIONES. MEXICO : PEARSON EDUCACION.*

Rosa, J. J. (s.f.). *Instrumentación Electrónica. .*

*semiconductor, p. (FEB 1987). AN126 APPLICATIONS USING THE SG3524.*

TOCCI, R. (01/01/2003). *SISTEMA DIGITALES PRINCIPIO Y APLICACIONES .México: Pearson Educación.*

Verle, M. (2008). *PIC Microcontrollers. mikroElektronika; 1st edition (2008).*

*wikipedia. (s.f.). Obtenido de*

*:[http://es.wikipedia.org/wiki/Adquisici%C3%B3n\\_de\\_datos](http://es.wikipedia.org/wiki/Adquisici%C3%B3n_de_datos)*

*[www.info.powerelectronicsconsultant.com](http://www.info.powerelectronicsconsultant.com). (s.f.). Obtenido de*

*<http://www.info.powerelectronicsconsultant.com/index.html>*

*(n.d.). Retrieved 2011, from [www.google.com](http://www.google.com).ni/consideraciones del puente h*

*Barcenás, I. (2002). Analisis y Desarrollo de un inversor Multinivel.*

- Barcenas, I. B. (2002). Analisis y Desarrollo de un Inversor Multinivel. CENIDET .*
- cenidet. (2006). Estudio e implementacion de un convertidor multicelda.*
- H, p. (2012, agosto 12). www.google.com. Retrieved from consideraciones del puente H.*
- Malvino. (2004). Introduccion a la electronica de potencia.*
- Negroni Vera, J. J. (2007). Analisis y Diseno de Controladores para Inversores Multinivel en Sistemas Fotovoltaicos Conectados a Red. Tesis Doctoral .*
- Reyes, A. A. (2012). Convertidor Multinivel en Cascada con Generador Multipolos para aplicaciones eolicas. Centro Nacional de Investigacion y Desarrollo Tecnologico , 36-40.*
- Sanabria, C. A. (2004). ESTRATEGIA PWM IMPLEMENTADA EN UN FPGA PARA APLICACIONES EN INVERSORES MULTINIVEL. cenitet .*
- Sanchez, C. A. (2004). ESTRATEGIA PWM IMPLEMENTADA EN UN FPGA PARA APLICACIONES EN INVERSORES MULTINIVEL. cenidet .*
- tabasco, u. j. (2006). Control Digital para Convertidor Multinivel Alimentado con energia Solar. 26-33.*



## IX. ANEXOS.

### A.1. Listado de componentes principales del Inversor Multinivel.

En la tabla A.1.1 lista los materiales y componentes básicos que utilizamos para en la construcción del inversor multinivel de cuarenta y un escalones.

MATERIALES PRINCIPALES EN EL INVERSOR MULTINIVEL			
Ítem	Cant.	Componente	Descripción
1	1	PIC16F877A.	Microcontrolador.
2	1	WD-C2002T	Pantalla LCD de 2X20.
3	1	Cuarzo 20MHz	Oscilador de frecuencia.
4	5	LM339	Comparador de voltaje.
5	1	LM324	Amplificador Operacional.
6	8	IR2113	Controlador de MOSFET de Potencia.
7	1	LM7805	Regulador de Voltaje de 5VDC.
8	22	PC817	Optoacoplador.
9	1	TL431	Regulador de Voltaje ajustable.
10	16	IRFP250	Cuatro MOSFET por cada Puente H.
11	1	Transformador	Transformador de corriente.
12	2	DI1510	Puente Rectificador.
13	1	Tarjeta PCB	Tarjeta Circuito Impreso : 19X28cm.
14	5	Pulsadores	Teclado de control.
15	4	Fuentes VDC	Fuentes Conmutadas de Voltaje DC de Potencia
16	1	Fuentes VDC	Fuente conmutada de 15VDC 2A.

Tabla A.1.1 Componentes Básicos del Prototipo.

### A.2. Programa para controlar los puentes H del Inversor.

A continuación presentamos las rutinas e instrucciones del compilador mikrobasic V7.2 utilizado en las pruebas de control de los MOSFET de potencia de los cuatro puentes H, para generar la forma de onda senoidal en escalón del inversor multinivel.



```

1: program Control_Inversor_Multinivel
2:
3: *****
4: 'NONBRE DEL PROYECTO:
5: 'Control de secuencia de conmutación de los 16 MOSFET de los cuatro
6: 'puente H del INVERSOR MULNIVEL, usando la interrupción de los
7: 'módulos CCP.
8: 'DESCRIPCIÓN:
9: 'El módulo CCP compara continuamente el valor del registro de 16 bits
10: 'del registro CCP1 con el valor del temporizador TMR1, cuando ambos
11: 'valores se igualan genera una interrupción que nos permite controlar
12: 'el tiempo y secuencia de encendido y apagado de las salidas digitales
13: 'de los puertos PORTC y PORTD conectados a los MOSFET de potencia de
14: 'los puentes H para generar la forma de onda senoidal escalonada.
15: 'CONFIGURACIÓN:
16: 'MCU: PIC16F877A.
17: 'Oscilador: 20MHZ.
18: 'Software: Compilador miKrobasic V7.2 para PIC
19: *****
20:
21:
22:
23: *****DECLARACIÓN DE VARIABLES GENERALES.*****
24:
25: dim contador as byte
26: dim temp, temp1, tempX as word
27:
28:
29:
30: *****FUNCION SECUENCIA DE CONMUTACION DE PORTC,PORTD.*****
31: sub function salida (dim num1 as byte) as word
32: select case num1
33: case 0 result = $CCCC
34: case 1 result = $C9CC
35: case 2 result = $9CCC
36: case 3 result = $CCC9
37: case 4 result = $CC9C
38: case 5 result = $C99C
39: case 6 result = $9C9C
40: case 7 result = $CC99
41: case 8 result = $C999
42: case 9 result = $9C99
43: case 10 result = $9999
44: case 11 result = $9C99
45: case 12 result = $C999
46: case 13 result = $CC99
47: case 14 result = $9C9C
48: case 15 result = $C99C
49: case 16 result = $CC9C
50: case 17 result = $CCC9
51: case 18 result = $9CCC
52: case 19 result = $C9CC
53: case 20 result = $CCCC
54: case 21 result = $CCCC
55: case 22 result = $C6CC
56: case 23 result = $6CCC

```



```
57: case 24 result = $CCC6
58: case 25 result = $CC6C
59: case 26 result = $C66C
60: case 27 result = $6C6C
61: case 28 result = $CC66
62: case 29 result = $C666
63: case 30 result = $6C66
64: case 31 result = $6666
65: case 32 result = $6C66
66: case 33 result = $C666
67: case 34 result = $CC66
68: case 35 result = $6C6C
69: case 36 result = $C66C
70: case 37 result = $CC6C
71: case 38 result = $CCC6
72: case 39 result = $6CCC
73: case 40 result = $C6CC
74: case 41 result = $CCCC
75: end select 'case end'
76:
77: end sub
78:
79: *****FUNCION TIEMPOS DE CONMUTACIÓN.*****
80: sub function tiempo (dim num as byte) as word
81:
82: select case num
83: case 0 result = 1310
84: case 1 result = 1320
85: case 2 result = 1330
86: case 3 result = 1320
87: case 4 result = 1640
88: case 5 result = 1310
89: case 6 result = 2290
90: case 7 result = 1960
91: case 8 result = 2620
92: case 9 result = 3600
93: case 10 result = 4590
94: case 11 result = 3280
95: case 12 result = 2620
96: case 13 result = 2290
97: case 14 result = 1640
98: case 15 result = 1640
99: case 16 result = 1310
100: case 17 result = 1640
101: case 18 result = 1330
102: case 19 result = 1320
103: case 20 result = 1310
104: case 21 result = 1310
105: case 22 result = 1320
106: case 23 result = 1330
107: case 24 result = 1310
108: case 25 result = 1640
109: case 26 result = 1310
110: case 27 result = 2290
111: case 28 result = 1960
```



```

112: case 29 result = 2620
113: case 30 result = 3600
114: case 31 result = 4590
115: case 32 result = 3280
116: case 33 result = 2620
117: case 34 result = 2290
118: case 35 result = 1640
119: case 36 result = 1640
120: case 37 result = 1310
121: case 38 result = 1640
122: case 39 result = 1330
123: case 40 result = 1320
124: case 41 result = 1310
125: end select 'case end
126:
127: end sub
128:
129:
130: *****ROUTINA DE INTERRUPCIÓN.*****
131:
132: sub procedure interrupt
133:
134: while (PIR1.CCP1IF = 1)
135:
136:
137: PIR1.CCP1IF = 0
138:
139: temp1 = salida(contador)
140: if (PORTB.0 = 1) then
141: 'temp1 = salida(contador)
142: tempX = (temp1) and (tempX)
143: PORTD = Lo(tempX)
144: PORTC = Hi(tempX)
145: delay_us(40) ' TEMPORIZADOR DE RETARDO.
146: temp = tiempo(contador)
147: CCP1L = Lo(temp)
148: CCP1H = Hi(temp)
149: TMR1L = $20
150: TMR1H = $01
151: tempX = (temp1) or (tempX)
152: PORTD = Lo(tempX)
153: PORTC = Hi(tempX)
154: else
155:
156: PORTD = Lo(temp1)
157: PORTC = Hi(temp1)
158: temp = tiempo(contador)
159: CCP1L = Lo(temp)
160: CCP1H = Hi(temp)
161: TMR1L = $20
162: TMR1H = $01
163:
164: end if
165: inc(contador)
166: wend
167:
168: end sub
169:
170:

```



```

171: main:
172:
173: *****CONDICIONES INICIALES DE OPERACIÓN DE REGISTROS MCU.*****
174:
175: TRISA = $FB           'RA5: RA // RA1:RA0 como input, RA2 salida.
176: TRISD = $00           'PUERTO B como salida digital.
177: TRISC = $00           'PUERTO C como salida digital.
178: TRISB = $FF
179: PORTA = 0             'Inicializacion de los puertos.
180: PORTC = 0
181: PORTD = 0
182: ADCON1 = 6            'Configura todos los pines como entradas digitales.
183: OPTION_REG = $08      'DESABLE RBPU, PRESCALER FOR WATCHDOG.
184: INTCON = $C0          'Activa Interrupciones GIE and PEIE.
185: CCP1CON = $0A         'MODE COMPARATOR.
186: CCPR1L = $00          'Restablecer a cero los registros y variables.
187: CCPR1H = $00
188: TMR1L = 0
189: TMR1H = 0
190: T1CON = $00
191: PIE1 = 0
192: PIE2 = $00
193: PIR1 = $00
194: contador = 0
195: temp = 0
196: temp1=0
197: tempX= $FFFF
198:
199:
200:
201: *****ROUTINA PRINCIPAL Y CICLICA-*****
202: ciclo:
203:
204: if PORTA.0 = 1 then
205:
206: PORTA.2 = 1
207: PIE1.CCP1IE = 1       'habilitar interrupción CCP1
208: CCPR1L = $FF          'cargar valor de en el registro CCPR1
209: CCPR1H = $0F
210: T1CON = $01           'registro de control del timer, Habilitar timer1.
211: end if
212:
213: while (contador=42)    'Contador de la secuencia de conmutación.
214: contador=0
215: if PORTA.4 = 1 then
216: PORTA.2 = 0
217: PIE1.CCP1IE = 0
218: exit
219: end if
220: wend
221:
222: goto ciclo
223:
224: end.

```

### A.3. Esquema electrónico del Inversor Multinivel utilizado en la fabricación de la tarjeta de circuito impreso del prototipo.

A continuación presentamos en la figura A3.1 el diagrama del sistema electrónico implementado en la Fase B de inversor multinivel.

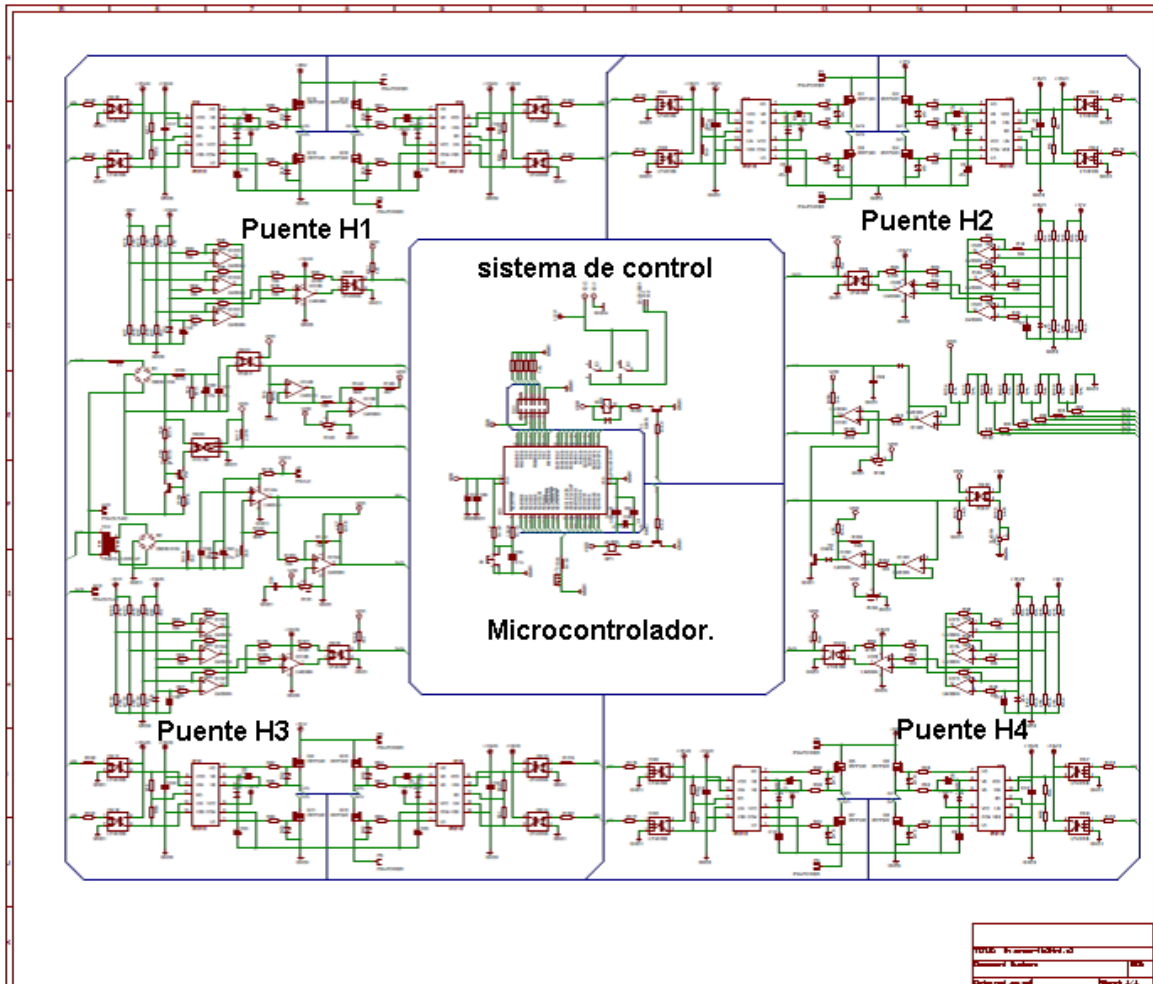


Figura A.3.1: diagrama electrónico del prototipo.

Los circuitos electrónicos más importantes diagrama del inversor multinivel son:

- Sistema de control digital basado en PIC16F877A.
- Circuito Integrado IR2113, para el control de MOSFET de potencia.
- Sistema de adquisición y medición de variables eléctricas del voltaje de salida del Inversor multinivel.
- Circuitos de protección del equipo.
- Conexión en serie de los cuatro puentes H del inversor multinivel.

#### A.4. Tarjeta de circuito impreso (PCB) del prototipo.

A continuación presentamos la tarjeta de circuito impreso constuido, utilizando técnicas de elaboración artesanal, esto nos permitio integrar en un sola tarjeta todos los circuitos electrónicos de la fase B del prototipo. La figura A.4.1 muestra las pistas (color azul) que se van construir en la tarjeta de vaquelita.

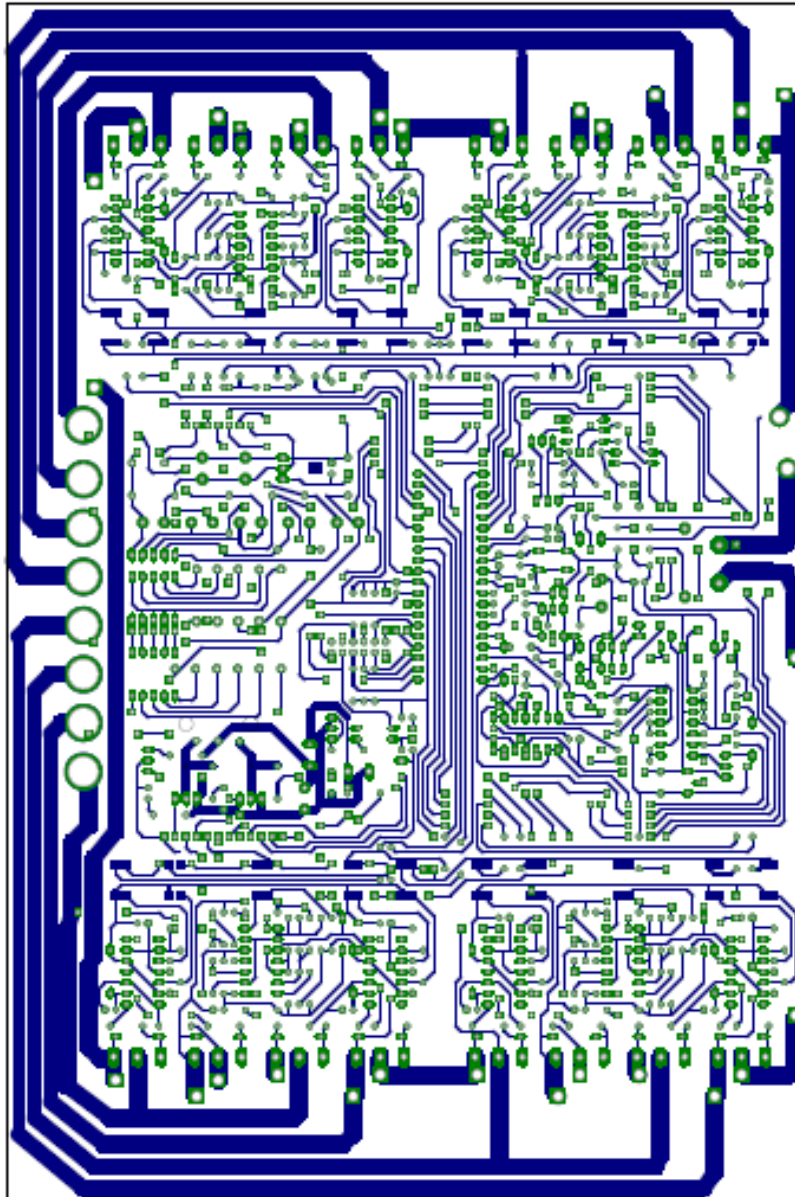


Figura A. 4.1. Diseño de las pistas con el programa Eagle.



En la figura A.4.2 presentamos la tarjeta de circuito impreso fabricado, podemos observar la buena calidad de las pistas de 1mm de los circuitos de control del inversor.

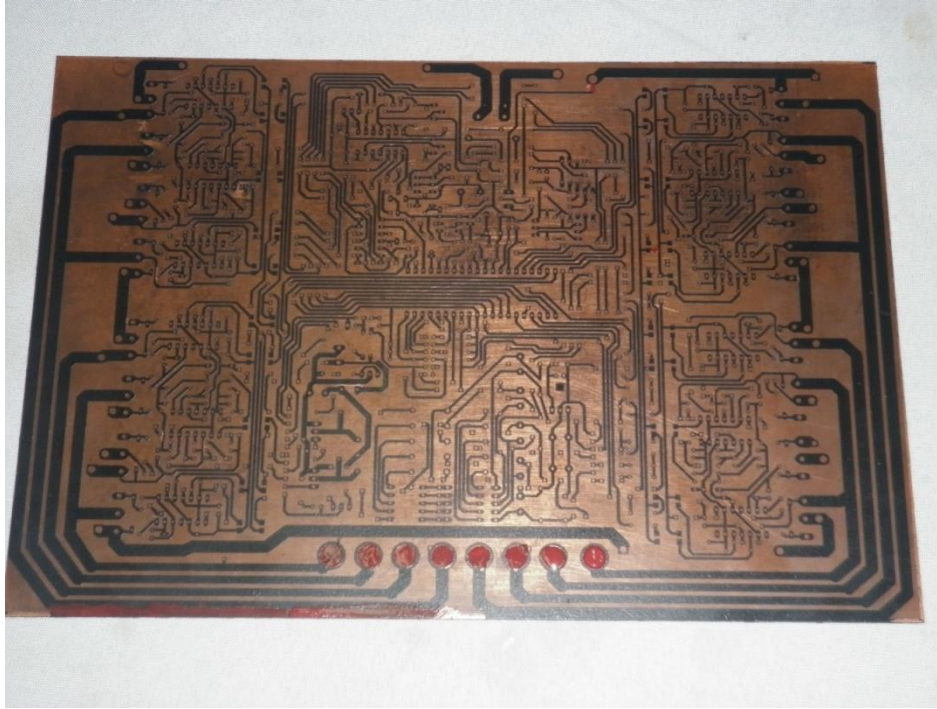


Figura A.4.2. Tarjeta de circuito impreso del inversor multinivel construido.

## **A.5 Aspectos Generales del Inversor Multinivel Construido:**

### **A.5.1 Costo de Fabricación del Prototipo.**

Debido que el propósito de esta monografía es estrictamente académico no tiene como fin investigar cómo se comporta el mercado de inversores, si es rentable o no la fabricación y venta de inversores multinivel ya que esta fuera del alcance de los objetivo planteado. Un estudio de mercado con lleva varia etapa de investigación que tiene que ser tratada de forma sistemática (como encuesta, demanda, oferta, proyecciones de venta etc.)

Realizando una cotización de inversores multinivel en el mercado nacional y por internet con la misma característica o funcionalidades no se encontró ninguna casa comercial que vendiera este tipo de inversores, solo del tipo senoidal y el seno modificado con alguna funciones parecidas al inversor de esta monografía , los único que se encontró son algunos diseños en desarrollo.

Aunque en el país se encuentran empresas que comercializan componentes electrónicos y equipos de medición la mayor parte de la mercadería que se encuentra en sus almacenes está orientada a repuestos de consumo del hogar



(radios, televisión, hornos, etc.) y con carencia de repuestos industriales de alta potencia (todo tipo de integrados, semiconductores, MOSFET, microcontroladores, actuadores etc).

Aunque con algunas de estas compañías se puede hacer pedido especial para obtener la mercadería, el tiempo que transcurre para obtenerla es demasiado largo llegando a durar de 5 a 6 meses el pedido, esperando que se les acabe el inventario para renovarlo, agregándole también costos elevadísimos entre 3 a 4 veces más el valor del producto, sin opción a créditos se tiene que pagar el 75% de la mercadería por adelantado.

Estos productos son importados ya que Nicaragua no produce componentes electrónicos de ningún tipo, esto es un mayor limitante al no tener alternativas de compra, lo que queda también es importar para no tener intermediarios, nada más que traslado de los fletes. Los lugares donde se puede importar son Japón, Brasil, Corea, Alemania, pero se decidió importar de Estados Unidos ya que presenta unos precios más cómodos y la mayoría de las agencias de transporte que hay en Nicaragua solo trasladan mercadería desde ese país. Un problema serio que existe es que Nicaragua no cuenta con un correo de mercadería que cubra directamente entre estos países mencionados y muchas trabas o robos ocurren en aduana donde se pierde la mercadería, todo esto y otros problemas, afectan la compra de insumos electrónicos.

## A.5.2 Mercado de comercialización del producto.

En un sistema de energía renovable el inversor forma parte integral del sistema, dependiendo de qué técnica se use la mayoría de aplicaciones requieren del inversor obligatoriamente. Un ejemplo sería el que se muestra en la siguiente figura A.5.2.1 donde se muestra los tipos de carga que se puede conectar, el inversor, el regulador que limita la corriente en caso de alto consumo y el sistema de carga de baterías.



Figura A.5.2.1. Implementación típica de los inversores

### A.5.3 Perfiles de potenciales clientes:

- **Cliente directo:** Hoteles, imprentas, gasolineras, casa particular, residencial, restaurantes, empresa de seguridad. Servicio de servidores. Las zonas rurales más remotas de Nicaragua donde no hay energía eléctrica puede ser un potencial mercado. La empresa grande y pequeñas en todo el territorio son potenciales compradores
- **Distribuidores mayoristas:** Ferreterías. ONG, proyecto que impulsa el estado de energía renovable, supermercados, venta de abarrotes.

### A.5.4 Análisis de la demanda.

El análisis de la demanda de inversores es complicado ya que está un poco relacionada con la demanda de energía no es porque sea un generador sino porque es una alternativa para obtener energía. A la vez la demanda de energía está relacionada con la actividad económica, recurso económico, posición geográfica, crecimiento de la población etc. En realidad no existen formalmente datos históricos de ventas de inversores de la competencia hay muy poca información solo una única vez el medio de comunicación escrito el nuevo diario publicaron un incremento de inversores cuando ocurrían los apagones del 2006. Tampoco la competencia publica la venta que tiene, son muy recelosos en dar información a cualquier persona interesada, si supiéramos su venta esto nos daría alguna indicación breve de la demanda de inversores.

La mayor parte de la población rural del país que está sin energía es la que demanda una alternativa de energía. Los inversores en esa zona juegan un papel importante y casi 75% de la venta se dirigen a esa zona remota.

En este mercado ***no excite nadie que se dedique a la producción de ningún tipo de inversor, en Nicaragua no excite fabrica alguna para este fin.*** Mediante investigación primaria y secundaria se determinó que son muy pocas las empresas que están en el mercado en venta de inversores y las que exciten son importadoras de la china. Por ejemplo TECNOSOL, DATATEX; Era Solar etc.

### A.5.5 Comparación entre inversores en el mercado.

Los inversores más populares son los de forma de onda seno modificado por su bajo precio, pero su vida útil y calidad de señal de salida es inferior a los inversores multinivel.

En la tabla A.5.5.1, presentamos los tipos de inversores que se ofertan en el mercado nacional, actualmente no se encuentran en el país inversores con forma de onda multinivel.

Empresa	Imagen	Descripción	Precio Neto
		Fabricante: <u>Nippon America</u> , Modelo: PI-200.  Forma de Onda de salida: Seno Modificado.  Potencia de salida: 200watts.	C\$890, 00.
		Fabricante: Thor , Modelo: PI-200.  Forma de Onda de salida: Seno Modificado.  Potencia de salida: 1500 vatios.	USD 199, 00.
		Fabricante: Thor , Modelo: TH225.  Forma de Onda de salida: Seno Modificado.  Potencia de salida: 225 vatios.	USD 280, 00.
		Modelo: MS4024PAE.  Onda de salida: Seno Modificado.  Potencia de salida: 4000 vatios.  Voltaje Entrada: 24Vdc.	USD 1955,00
		Fabricante: XANTREX TRACE.	USD1200,00

		Modelo: TR2412. Onda de salida: Seno Modificado. Potencia de salida: 2400 vatios.	
<b>DATATEX</b> 		Fabricante: TRIPPLITE APS. Modelo: 3636VR. Onda de salida: Seno Modificado. Potencia de salida: 2400 vatios	USD888,95

Tabla A.5.5.1 Tipos de inversores comerciales.

## A.5.6 Características del inversor multinivel construido.

En la tabla A.5.6.1 presentamos los parámetros de operación del prototipo implementado, estos valores fueron corroborados en las mediciones realizadas en las pruebas de funcionamiento del equipo.

<b>Maxima potencia de salida.</b>	650 vatios.
<b>Voltaje de salida</b>	120VAC(rms) $\pm$ 10%
<b>Forma de onda de salida</b>	Senoidal Multinivel.
<b>Frecuencia de salida.</b>	60Hz
<b>Rango de Voltaje de entrada.</b>	10 a 15 VDC
<b>Alarma por batería baja.</b>	11 VDC
<b>Salida en corte.</b>	10.5 VDC
<b>Eficiencia.</b>	80%

Tabla A.5.6.1. Características del Inversor Multinivel construido.

En este tipo de inversor por el hecho de usar fuente conmutada el peso y las dimensiones se disminuye considerablemente, la tabla A.5.6.2 presenta los valores de las dimensiones del prototipo.

<b>Largo</b> .....	20 pulgada
<b>Ancho</b> .....	9 pulgada
<b>Alto</b> .....	5 pulgada
<b>Peso</b> .....	5 libras

Tabla A.5.6.2. Dimensiones físicas del prototipo.

En la figura A.5.6.3 presentamos la imagen del equipo construido. El inversor contiene un teclado de control, una pantalla LCD que muestra el voltaje de entrada, la frecuencia de salida, la corriente que consume la carga, el voltaje de salida alterno, voltaje de la batería, fallas de averías y mensajes de alerta.



Tabla A.5.6.3. Teclado de control del Inversor multinivel.

### A.5.7 Costo de fabricación de inversor multinivel.

El costo de fábrica es el valor monetario que se tiene que invertir para obtener la materia prima y convertirla o procesarla en un bien o servicio en un determinado tiempo. Este valor puede cambiar en proporción al costo indirecto de fabricación como también el valor de la materia prima. El costo de fabricación No representa el valor de venta. En la tabla A.5.7.1 presentamos la lista de los materiales con los costos indirectos de fabricación del prototipo.



Cantidad	Descripción	\$ Monto
1	Carrucha de estaño	18.72
1 litro	Litro de zener	1.25
1 litro	Ácido nítrico	2.08
1	Tarjeta virgen tamaño 20x30 cm	20.80
1 paquete	Brocas 6 unidades de 1/16	1.25
1	Pasta para soldar	1.46
2 pliego	Lija 360 y 250	0.67
1	Sellador color transparente	0.62
2	Marcador para repintar	1.08
	Hechura de tarjeta espejo ( en su arte )	26.20
5	Fusible	2.50
1	Pintura negra	2.91
1	Clear para transformadores	3.54
½ libra	Cobre calibre 21	3.33
½ libra	Cobre calibre 24	3.74
5	Pulsadores 25 córdoba c/u	6.24
	Gasolina para hace diligencia de compra	4.16
3	Broca milimetrada	2.50
1 metro	Aluminio para el disipador	9.15
	Consumo de energía eléctrica de Taladro Cautil	1.66
	<b>TOTAL</b>	<b>\$113.86</b>

**Tabla A.5.7.1. Precio materiales indirectos.**

Debido a que la materia prima no se encontró en un solo punto esto incrementa un poco el valor Por el traslado del material. Adicionalmente incluimos en la tabla A.5.7.2 los costos de la materia prima.

Descripción	\$ Monto
Traslado de puerta a puerta	70
Envíos de dinero para comparar componentes	125
Trámite aduanero de un estado a otro (núcleo sinta)	90
Pago de impuesto nicaragüense	\$110
Importación de mercancía por tranexpres \$5 por libra	\$20
Costo de componentes (semiconductores, transfo, cobre etc )	\$434,80
<b>TOTAL</b>	<b>\$ 849,8</b>

**Tabla A.5.7.2. Costos por materia prima.**

La suma de los costos indirectos y el costo de la materia prima nos da el costo de fabricación presentado en la tabla A.5.7.3.

CONSOLIDADO DE COSTO DE FABRICACIÓN.	
Costo de materia prima	\$ 849,8
Costo indirecto de fabricación	\$ 113,86
TOTAL:	\$ 963,66

Tabla A.5.7.3. Costo Total de fabricación.

Es difícil determinar si es rentable la venta de inversores multinivel sin un exhaustivo estudio económico debido a que el costo de fabricación solo no dice cuanto no cuesta Fabricar un equipo **no podemos hacer una comparación con el valor de venta de** otro fabricante ya que tiene una logística planteada para la producción y comercialización, además todo prototipo es más, caro que si se produjera en grandes cantidades. Sin embargo con nuestro proyecto podemos presentar los resultados preliminares de los costos de fabricación de nuestro prototipo.

Referencia:

[http://www.indexmundi.com/es/nicaragua/tasa\\_de\\_crecimiento.html](http://www.indexmundi.com/es/nicaragua/tasa_de_crecimiento.html)

<http://impreso.elnuevodiario.com.ni/2005/01/10/informatica/1926>

[http://www.bcn.gob.ni/estadisticas/mercado\\_cambios/tipo\\_cambio/index.php](http://www.bcn.gob.ni/estadisticas/mercado_cambios/tipo_cambio/index.php)

[http://es.answers.com/Q/Cuantos\\_habitantes\\_tiene\\_nicaragua\\_2012](http://es.answers.com/Q/Cuantos_habitantes_tiene_nicaragua_2012)

<http://www.nicapac.com:5000/entrada>

<http://impreso.elnuevodiario.com.ni/2005/09/27/informatica>

<http://www.dextermag.com/catalogsearch/result/?q=etd39+n27&x=0&y=0&pick=mage>

<http://www.newark.com/>

<http://www.futurlec.com/>



### A.5.6 Ecuaciones Adicionales.

$$I = \frac{P}{V} \quad \text{Ecuación 1.Anexos}$$

$$vp = 120vol_{rms} \times \sqrt{2} = 170vol \quad \text{Ecuacion 2.Anexos}$$

$$vpro = \frac{2 \times Vp}{\pi} \quad \text{Ecuacion 3.Anexos}$$

$$Idelopto = \frac{Vprom - 1.3}{R1} \quad \text{Ecuacion 4.Anexos}$$

$$VR2 = \frac{R2 \times Vprom}{R2 + R1} \quad \text{Ecuacion 5.Anexos}$$

$$ICarga = \frac{VR2}{R1} \quad \text{Ecuacion 6.Anexos}$$

$$Vr = \left[ \frac{I \text{ Carga}}{F \times (C1 + C2)} \right] \quad \text{Ecuacion 7.Anexos}$$

$$Vpro = Vprom - \frac{Vr}{2} \quad \text{Ecuacion 8.Anexos}$$

$$CTR(100\%) = \frac{Ic}{If} \times 100 \quad \text{Ecuacion 9.Anexos}$$

$$IC = \frac{95\%}{100\%} \times If \quad \text{Ecuacion 10.Anexos}$$

$$v = R \times IC \quad \text{Ecuacion 11.Anexos}$$

$$IF = \frac{Vmax - Vf - \Delta V}{R1} \quad \text{Ecuacion 12.Anexos}$$

$$R_3 = \frac{V_{CC} \times R_4 - V_{ref} \times R_4}{V_{ref}} \quad \text{Ecuacion 13.Anexos}$$

$$SV = L \times H = \text{Ecuacion 14.Anexos}$$

$$Pw = SN \times SV \quad \text{Ecuacion 15.Anexos}$$

$$Pin = svs_n = V_1 \times I_1 \quad \text{Ecuacion 16.Anexos}$$



$$V_1 = \frac{P_{in}}{I_1} \text{ Ecuacion 17.Anexos}$$

$$W = \frac{V}{J \times KF \times KR \times F \times \beta m \times Sv \times Sn} = \text{Ecuacion 18.Anexos}$$

$$D_1 = \beta m \sqrt{\frac{I}{J}} \text{ Ecuacion 19.Anexos}$$

$$g = \frac{R_2}{R_3} + 1 \text{ Ecuacion 20.Anexos}$$

$$V_{OUT} = V \times G \text{ Ecuacion 21.Anexos}$$

$$R_{14} = \frac{V_{cc} - V_z}{I_Z} \text{ Ecuacion 22.Anexos}$$

$$RG = VG(th) * \frac{\tau_{on}}{QG} \text{ Ecuacion 23.Anexos}$$